



Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FI DE CARRERA

TÍTOL: Diseño y Construcción de una Antena Fractal Multibanda para Telefonía Móvil Celular

AUTOR: Antonio Oltra González

TITULACIÓ: E.T.T Esp. Sistemes Electrònics

DIRECTOR: Antoni Barlabé Dalmau

DEPARTAMENT: Teoria del Senyal i Comunicacions

DATA: 26/6/09

TÍTOL: Diseño y Construcción de una Antena Fractal Multibanda para Telefonía Móvil Celular

COGNOMS: Oltra González

NOM: Antonio

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicacions

ESPECIALITAT: Sistemes Electrònics

PLA: 95

DIRECTOR: Antoni Barlabé Dalmau

DEPARTAMENT: Teoria del Senyal i Comunicacions

QUALIFICACIÓ DEL PFC

TRIBUNAL

PRESIDENT

SECRETARI

VOCAL

DATA DE LECTURA:

Aquest Projecte té en compte aspectes mediambientals: ☐ Sí ☐ No

PROJECTE FI DE CARRERA

RESUM (màxim 50 línies)

En este trabajo se han aplicado los conceptos de la geometría fractal para el diseño de una antena multibanda. El objetivo de este proyecto es diseñar y analizar una antena fractal multibanda basada en la curva de Hilbert. Se han utilizado dos programas, el 4NEC2 y el CST Microwave Studio, para simular el comportamiento frecuencial de las antenas. Las frecuencias de resonancia para las que se ha diseñado la antena son $F1 = 0,9 \text{ GHz}$, $F2 = 1,8 \text{ GHz}$ y, como objetivo secundario, $F3 = 2,4 \text{ GHz}$ que se corresponden con los servicios de comunicaciones GSM, UMTS, y Bluetooth/Wi-Fi respectivamente.

Paraules clau (màxim 10)

Curva de Hilbert	Antena fractal	Multibanda	

Dedicado a mí querida familia

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dar las gracias a mi director de proyecto, Antoni Barlabé, por su constante soporte, paciencia y entusiasmo sin los cuales no habría sido posible la consecución de este proyecto.

Quiero agradecer el interés y el esfuerzo de Oscar de Sousa y sus compañeros del STL, que han hecho todo lo posible para agilizar la fabricación de los circuitos impresos.

También quiero dar mis más sinceras gracias a mi familia, por la ilusión y todo el apoyo que me han demostrado, y a mis amigos por su continuo interés.

Por último, quiero darle las gracias de forma muy especial a Mari Luz, por compartir mis frustraciones y mis alegrías, por darme ánimos cuando los necesitaba, hacer de mis preocupaciones sus preocupaciones, y conseguir motivarme para seguir adelante un poco más...

A todos ellos, gracias...

Lista de Contenidos

Lista de Abreviaturas.....	13
Lista de Símbolos.....	14
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	15
1.1 Trasfondo del proyecto	15
1.3 Objetivo	16
1.4 Metodología del proyecto.....	16
CAPÍTULO 2. ANTENAS FRACTALES	17
2.1 Los fractales. Antecedentes	17
2.2 Definición de fractal	18
2.2.1 Dimensión Fractal.....	19
2.3 Propiedades de los Fractales.....	21
2.3.1 Autosimilitud	21
2.3.2 Recursivos.....	21
2.3.3 Space-Filling.....	22
2.3.4 Detalle infinito.....	22
2.4 Los fractales y las antenas.....	22
2.5 Generación matemática de fractales.	23
2.6 La curva de Hilbert	25
2.6.1 Generación por IFS	26
2.6.2 Descripción geométrica.....	27
2.6.3 Observaciones sobre los segmentos	27
2.6.4 Outer dimensión y otras longitudes.....	28
2.7 State of the art	29
CAPÍTULO 3. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO	31
3.1 Método de diseño	31

3.2.1	MATLAB	33
3.2.2	4NEC2	34
3.2.3	L-Systems.....	37
3.2.4	CST Microwave Studio.....	40
3.2.5	Trazado de la curva de Hilbert en coordenadas cartesianas	41
3.2.6	Tablas Excel auxiliares	42
3.3	Especificaciones de diseño	43
3.4	Comprobaciones y cálculos de dimensionado	44
3.4.1	Error en la ecuación de la Hilbert Curve Fractal Antenna	44
3.4.2	Verificación de la ecuación de resonancia de la HCFA.....	45
3.4.3	Dimensionado	48
CAPÍTULO 4.	SIMULACIÓN, CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA DE PROTOTIPOS	50
4.1	Notas sobre simulación y optimización.....	50
4.2	Simulación de la curva de Hilbert de orden 2	51
4.2.1	Modelo HCFA2_DIM. Distancia de diseño $d = 41,22$ mm	52
4.2.2	Modelo HCFA2_OPT. Distancia de diseño $d = 36,179$ mm	53
4.3	Simulación de la curva de Hilbert de orden 3	54
4.3.1	Modelo HCFA3_DIM. Distancia de diseño $d = 11,44$ mm	54
4.3.2	Modelo HCFA3_OPT. Distancia de diseño $d = 10,449$ mm	55
4.4	Simulación de la curva de Hilbert de orden 4	56
4.4.1	Modelo HCFA4_DIM. Distancia de diseño $d = 5,101$ mm	57
4.4.2	Modelo HCFA4_OPT. Distancia de diseño $d = 5,018$ mm.....	58
4.5	Discusión de los resultados de simulación	59
4.6	Construcción de los prototipos	60
4.7	Mediciones de los prototipos.....	61
4.7.1	Construcción de Baluns	62
4.7.2	Calibración del analizador de redes vectorial	64

4.7.3	Medidas en reflexión.....	65
4.7.4	Medida del diagrama de radiación.....	68
4.7.5	Cálculo de la ganancia de los prototipos.....	72
4.7.6	Problemas en las medidas.....	77
CAPÍTULO 5.	OPTIMIZACIÓN Y DISEÑO DEFINITIVO.	78
5.1	Optimización manual y sintonía.....	78
5.1.1	Variación y simulación en la Hilbert curve fractal antenna de orden 2	79
5.1.2	Variación y simulación en la Hilbert curve fractal antenna de orden 3	80
5.1.3	Conclusiones sobre la variación manual de segmentos.....	82
5.2	Elección del orden de iteración para el diseño final	83
5.3	Optimización mediante algoritmos genéticos	83
5.3.1	Modificación de la tabla auxiliar para doble parametrización.....	83
5.4	Diseño Final. Antena DEF1B	85
5.4.1	Proceso de optimización y simulación	86
5.5	Construcción y mediciones de la antena DEF1B	92
5.5.1	Construcción de la antena DEF1B	92
5.5.2	Medidas en reflexión y discusión de resultados	92
5.5.3	Medida del diagrama de radiación y discusión de resultados	94
5.5.4	Cálculo de la ganancia por comparación.....	94
5.6	Diseño auxiliar. Antena DEF1C	94
5.7.1	Optimización y simulación	95
5.6	Construcción y mediciones de la antena DEF1C	98
5.6.1	Construcción de la antena DEF1C	98
5.6.2	Medidas en reflexión y discusión de resultados	98
CAPÍTULO 6.	DISCUSIÓN SOBRE LA DIFERENCIA SIMULACIÓN-REALIDAD	100
6.1	Simulación con CST Microwave Studio	100
6.2	Comparación de datos de simulación. 4NEC2 vs CSTMS	102

6.3	Estimación de adaptación sin balun para la antena DEF1B	103
6.4	Verificación de la influencia del sustrato	103
6.5	Comprobación mediante antena HILO1C.....	104
CONCLUSIONES		106
BIBLIOGRAFÍA.....		108
Recursos editados		108
Recursos Online.....		109
ANNEXO I.	TEORÍA DE ANTENAS	111
Definición de antena		112
Las antenas y la frecuencia		112
Sistema de coordenadas esférico		113
Parámetros en transmisión		114
Impedancia		114
Resistencia de radiación.....		114
Eficiencia de radiación.....		115
Densidad de potencia.....		115
Diagrama de radiación		116
Lóbulo principal y secundario		117
Ancho de haz a -3 dB.....		117
Ancho de haz entre ceros.....		117
Relación entre lóbulo principal y secundario		118
Relación delante-atrás		118
El radiador Isotrópico		118
Directividad		118
Polarización		120
Ancho de banda		120
Parámetros en recepción		121

Área y longitud efectiva	121
Temperatura de ruido de antena.....	121
Relación señal-ruido.....	122
ANNEXO II. MATEMÁTICA Y GEOMETRÍA FRACTAL Medida de Hausdorff	123
Medida de Hausdorff	124
Sobre el artículo “¿Cuánto mide la costa de Gran Bretaña?”	126
ANNEXO III. TABLAS AUXILIARES Y ARCHIVOS DE ENTRADA PARA 4NEC2	128
Curva de Hilbert de orden de iteración $n = 2$	129
Archivo HCFA2_PARAM.nec.....	129
Curva de Hilbert de orden de iteración $n = 3$	130
Archivo HCFA3_PARAM.nec.....	130
Archivo HCFA3_PARAM2.nec.....	132
Curva de Hilbert de orden de iteración $n = 4$	134
Archivo HCFA4_PARAM.nec.....	134
ANNEXO IV. CARACTERÍSTICAS DE LOS MATERIALES.....	139
Cable RG-174.....	140
Zócalos.....	140
Conector BNC Macho RG-174	141
Placas fotoeléctricas.....	141
ANEXO VI. CAPTURAS DE PANTALLA DEL ANALIZADOR ANRITSU MS2036A SOBRE LAS MEDIDAS DE ADAPTACIÓN	142
Antena HCFA2_OPT900.....	143
Antena HCFA3_OPT900.....	145
Antena HCFA4_OPT900.....	147
Antena DEF1B.....	149
Antena DEF1C.....	152
ANEXO VI. FOTOLITOS.....	154

Antena HCFA2_OPT900.....	155
Antena HCFA3_OPT900.....	156
Antena HCFA4_OPT900.....	157
Antena DEF1B.....	158
Antena DEF1C.....	159

Lista de Abreviaturas

HCFA	Hilbert Curve Fractal Antenna (Antena Fractal Curva de Hilbert)
IFS	Iterated Function System (Sistema de Funciones Iteradas)
RF	Radio Frecuencia
NEC	Numerical Electromagnetics Code (Código Electromagnético Numérico)
PCB	Printed Circuit Board (Placa de Circuito Impreso)
SWR	Standing Wave Ratio (Relación de Ondas Estacionarias)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (Relación de Voltaje de las Ondas Estacionarias)
EPSEVG	Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú
STL	Serveis Tècnics dels Laboratoris de l'EPSEVG
UPC	Universitat Politècnica de Catalunya
BNC	Bayonet Neill-Concelman (Bayoneta de Neill-Concelman)
SMA	Subminiature Version A (Versión A de subminiatura)

Lista de Símbolos

MHz	Mega hertz
GHz	Giga hertz
m	Metros
mm	Milímetros
∞	Infinito
Π	Pi
Ω	Ohmios
V	Volts; Voltaje
P	Potencia
CC	Cortocircuito
CO	Circuito Abierto
c	Velocidad de la Luz
f	Frecuencia
λ	Lambda; Longitud de Onda
β	Constante de Fase
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío
η	Impedancia intrínseca del vacío
d	Distancia de diseño del segmento mínimo de la HCFA
b	Sección del conductor
k	Factor multibanda
ϕ	Phi; Ángulo de Azimut
θ	Theta; Ángulo de Elevación
ρ	Rho; Coeficiente de reflexión
dB	Decibelios
dBi	Decibelios vs radiador isotrópico

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Trasfondo del proyecto

La proliferación de las tecnologías de comunicación inalámbricas así como sus amplias aplicaciones comerciales han ocasionado un incremento en la necesidad de antenas multibanda de pequeño tamaño.

El motivo por el cual surge dicha necesidad es sencillo si observamos el amplio espectro de aplicaciones y servicios que invaden nuestra vida cotidiana: dispositivos de comunicaciones móviles como GSM (*"Groupe Spécial Mobile"*) y más recientemente UMTS (*"Universal Mobile Telecommunications System"*); servicios de comunicación entre dispositivos cercanos como el WPAN (*"Wireless Personal Area Networks"*) más conocido como Bluetooth, y UWB (*"Ultra-wideband"*); estándares de comunicación inalámbrica en redes LAN (*"Local Area Network"*), como Wi-Fi i Wi-Max, que son nombres comerciales para dispositivos compatibles con la norma 802.11, certificados por la WECA (*"Wireless Ethernet Compatibility Alliance"*); y sistemas GPS (*"Global Positioning System"*).

Todos estos estándares de comunicación y sus tecnologías actuales, así como las que se están desarrollando para futuras aplicaciones, operan con parámetros distintos y por tanto ocupan distintas regiones del espectro de frecuencia. Aún así, todos ellos deben convivir muy a menudo en un mismo dispositivo, como por ejemplo un teléfono móvil, y la presencia de una antena para cada aplicación es evidentemente inviable. Dicho esto, queda evidenciada la necesidad de la característica multibanda para las antenas de los dispositivos que integran diversos de estos servicios.

Además de la citada integración, otro concepto destaca como punta de lanza en el desarrollo actual: la miniaturización. Evidentemente, no se trata de un concepto nuevo, pero es cierto que sigue siendo importante reducir el tamaño de los dispositivos portables, u otros dispositivos de transmisión-recepción, y la antena es uno de los elementos más significativos en cuanto a espacio ocupado.

Sin embargo, una reducción arbitraria del tamaño de las antenas supondría un deterioro de las características de radiación. Desde hace unos años se han estudiado y desarrollado nuevos tipos de antenas que no se construyen en base a la geometría euclidiana sino que fundamentan su arquitectura en la geometría fractal.

Estudiaremos esta geometría y sus propiedades fundamentales en el capítulo 2 de esta memoria. Por ahora es suficiente mencionar que uno de los conceptos vinculados a los fractales es el principio de auto similitud. Esto significa que si tomamos una sección o parte del fractal, observaremos que la forma de esa sección o parte se asemeja en buena medida a la forma total del fractal.

Si pensamos en la teoría básica de antenas y más concretamente en la propiedad de escalado, que afirma que las características de la antena (impedancia, eficiencia, directividad, etc.) se mantienen constantes si multiplicamos todas las dimensiones de la antena y la longitud de onda por un mismo factor, podemos intuir que una antena basada en alguna forma de geometría fractal podría presentar un comportamiento multibanda en su funcionamiento.

Otro concepto interesante de algunas geometrías fractales es su propiedad "*space-filling*" (llenar el espacio): a medida que el fractal crece llena un espacio delimitado del plano, es decir, un área que se mantiene constante. Entonces, si el incremento del fractal es independiente del área que ocupa y a la vez permite la característica multibanda, tenemos una buena solución al problema del espacio y la miniaturización.

1.3 Objetivo

El objetivo de este proyecto consiste en el estudio de las antenas fractales y su geometría, así como diseñar e implementar una antena fractal multibanda para una aplicación de telefonía móvil celular.

1.4 Metodología del proyecto

Para la realización del presente proyecto, se han definido una serie de puntos de ruta con el fin de establecer una metodología de trabajo. Estos puntos son los siguientes:

- Estudio de la geometría fractal y en concreto de la curva de Hilbert.
- Diseño de una antena fractal multibanda basada en la curva de Hilbert para las frecuencias de trabajo de 0,9 GHz y 1,8 GHz. Como punto adicional, se tratará de incluir la frecuencia de 2,4 GHz.
- Verificación el método de diseño mediante simulación.
- Construcción la antena diseñada.
- Medición de la antena implementada.
- Comparación de los resultados medidos con los simulados.

CAPÍTULO 2. ANTENAS FRACTALES

El diseño de antenas mediante la aplicación de geometrías fractales a su estructura ha sido objeto de investigación y de numerosos estudios, tesis y proyectos militares en estos últimos años.

El desarrollo de las nuevas tecnologías de la comunicación requiere dispositivos portables capaces de integrar varios servicios de comunicación como telefonía móvil y conexión a redes inalámbricas o sistemas de guiado por satélite. Estos dispositivos tienden a ser pequeños y por tanto, la búsqueda de soluciones que optimicen las dimensiones de las antenas así como su capacidad para trabajar en diversas bandas de frecuencia ha propiciado el desarrollo de la ingeniería en el campo de la geometría fractal.

Formas muy similares a los fractales están presentes en la naturaleza desde hace miles de años (figura 2.1) y es fascinante descubrir cómo una vez más, el mundo natural que nos rodea ofrece una buena solución a un problema tecnológico [24].



Fig. 2.1 Ejemplos de geometrías fractales que se encuentran en la naturaleza

A lo largo de este capítulo se proporcionan unas ideas básicas sobre los fractales, su geometría y la matemática que entrañan, así como sus propiedades más significativas.

2.1 Los fractales. Antecedentes

Se adjudica los orígenes de la teoría fractal una serie de estudios y descubrimientos de finales del siglo XIX y principios del XX. En 1904 von Koch presentó una curva que carecía de tangente en ninguno de los puntos que la componían y que actualmente es la base para todas las curvas fractales que llevan su nombre. Pero existen aportaciones muy importantes que datan de fechas anteriores como las de G. Cantor (1872), G. Peano (1890), D. Hilbert (1891), y posteriormente W. Sierpinski (1916) [1].

Varios años después se desarrolló un importante trabajo basado en las investigaciones de Cantor que ayudó al progreso de toda la teoría. El meteorólogo inglés Lewis Fry Richardson estudió la relación entre la longitud de una frontera y la escala de medida usada para realizar dicha medición [2].

El concepto de *fractal* y *dimensión fractal* de un objeto geométrico son introducidos por Mandelbrot [3], uno de los matemáticos que más ha investigado sobre los fractales y que mencionó por primera vez el concepto en 1977 durante una conferencia. Esta definición, basada en la que desarrolló Hausdorff en 1914 [4], implica un proceso de límite y se centra en el cambio de tamaño de un objeto en comparación con el cambio de la escala de medida para ese objeto, cuando esta se aproxima a cero, usando logaritmos tanto para el tamaño como para la escala.

2.2 Definición de fractal

Un fractal es una forma semi geométrica fragmentada o irregular cuya estructura básica se repite a diferentes escalas [3]. Mediante los fractales se pueden describir muchos objetos del mundo real como las nubes, las montañas, las turbulencias, las costas, incluso las galaxias y un largo etcétera de cuerpos cuyas formas no son geométricamente simples.

Tras la búsqueda bibliográfica y de información que ha propiciado este proyecto, resulta curioso advertir que a pesar de la existencia de multitud de estructuras matemáticas reconocidas como fractales y vinculadas a los nombres de los matemáticos que se han citado en el anterior apartado, como por ejemplo el triángulo de Sierpinski, el conjunto de Cantor, la curva de Koch (figura 2.2) y la curva de Hilbert, no existe una definición matemática precisa y aceptada por la totalidad de la comunidad científica.

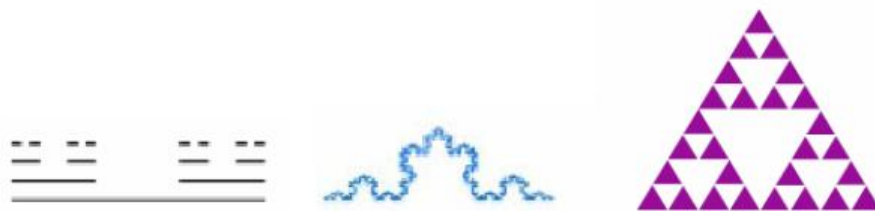


Fig. 2.2 Ejemplos de geometrías fractales básicas. De izquierda a derecha: el conjunto Cantor, la curva de Koch y el triángulo de Sierpinski.

Mandelbrot definió el fractal como un conjunto cuya *dimensión de Hausdorff-Besicovitch* (ver anexo II), es estrictamente mayor que su dimensión topológica [3] pero él mismo reconoció que su definición no era lo suficientemente general.

El objeto de este capítulo, es proporcionar una visión introductoria al universo de la geometría fractal de modo que se obviarán definiciones y demostraciones

matemáticas complejas y tediosas que por su carácter teórico global se alejan de la aplicación concreta que se pretende estudiar y desarrollar. Algunos de estos conceptos matemáticos se han incluido en el anexo II.

2.2.1 Dimensión Fractal

Es interesante investigar sobre la dimensión de estas estructuras fragmentadas. El término dimensión tiene diferentes significados en matemáticas, el más utilizado es el que hace referencia a la dimensión topológica definida en la geometría euclidiana, donde un punto tiene dimensión 0, una línea dimensión 1, una superficie dimensión 2 y un volumen dimensión 3. Bajo este concepto se puede definir un objeto mediante coordenadas.

Pero intentar describir una forma fractal mediante la geometría euclidiana puede ocasionar serios problemas dado que, por ejemplo, existen curvas con longitudes infinitas que son capaces de generar una superficie de área finita. Para el caso de las curvas fractales, Mandelbrot utilizó un procedimiento intuitivo, pero muy sugerente, para proponer una respuesta a la pregunta de cómo describir la dimensión fractal:

Si definimos una unidad arbitraria de longitud x , se debe averiguar cuantas veces usamos esa longitud x para medir la longitud total de la curva fractal. Definiendo como N ese número de veces, entonces la citada longitud es [5]:

$$L = N \cdot x \quad (2.1)$$

En este caso la dimensión fractal puede expresarse según Mandelbrot como [3]:

$$D = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\log(N)}{\log(x)} \quad (2.2)$$

La dimensión fractal D se denomina también *nivel de fracturación* de un fractal y puede describirse de una forma más general con la siguiente expresión [5]:

$$D = \frac{\log(N)}{\log(1/\gamma)} \quad (2.3)$$

Donde N es el número de copias no superpuestas del total dentro del conjunto de la forma y γ el factor de escalado de esas copias para cada iteración [5].

Para comprender este concepto con claridad se ejemplifica el cálculo de la dimensión fractal para la curva de Koch que se presenta en la figura 2.3.

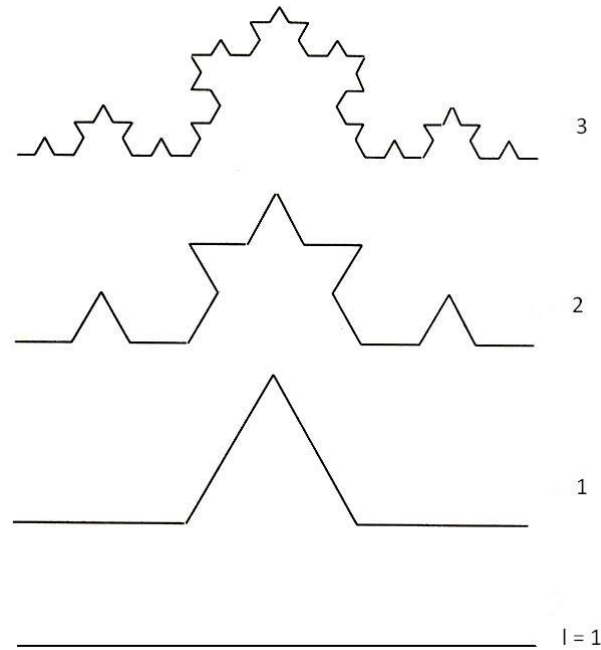


Fig. 2.3 Curva de Koch para sus tres primeras iteraciones.

Si empezamos desde una línea recta de longitud 1, entonces la primera curva, etiquetada como 1 en la figura, tendrá una longitud total de $4 \times 1/3$ con un factor de escalado de $1/3$, y para la segunda curva, denominada como 2, la longitud total será de $4 \times (4 \times 1/9)$ y un factor de escalado de $1/3$.

Calculando la dimensión fractal para la curva de Koch 2 de la figura 2.1 se obtiene:

$$D = \frac{\log(4)}{\log(\frac{1}{1/3})} = 1.262 \quad (2.4)$$

Tras este resultado cabe destacar que la dimensión fractal es siempre mayor que la dimensión topológica y que nunca llega a ser 2 (excepto en infinito para determinadas curvas), con lo que habitualmente se dice que los fractales son geometrías de dimensión no entera [5].

Puesto que la noción de longitud carece de sentido debido a que la curva aumenta indefinidamente, la dimensión fractal proporciona una idea de dimensión indicando en qué medida el fractal llena una porción del plano.

Más adelante se explica cómo obtener la curva de Koch mediante procedimientos matemáticos.

2.3 Propiedades de los Fractales

A continuación se enumeran algunas de las cualidades de los fractales pero se debe considerar que no todos los fractales cumplen todas estas propiedades, algunos fractales presentan muchas de ellas mientras que otros solo muestran unas pocas en su geometría.

Sin embargo no basta con una sola de estas cualidades para definirlos, la recta real por ejemplo, tiene autosimilitud pero carece del resto de características exigidas.

2.3.1 Autosimilitud

Probablemente sea la característica más común e identificativa de los fractales. Hace referencia, tal como se ha mencionado en la introducción, a esa particular geometría intrínseca que se observa en un fractal.

En un fractal cada una de las partes o secciones del mismo es, como mínimo aproximadamente, una copia reducida o escalada de la forma total del fractal.

Según esta propiedad se clasifican los fractales en tres tipos [25]:

- Autosimilitud exacta: este es el tipo más restrictivo de autosimilitud: exige que el fractal parezca idéntico a diferentes escalas.
- Cuasi-autosimilitud: exige que el fractal parezca aproximadamente idéntico a diferentes escalas. Los fractales de este tipo contienen copias menores y distorsionadas de sí mismos.
- Autosimilitud estadística: es el tipo más débil de autosimilitud, se exige que el fractal tenga medidas numéricas o estadísticas que se preserven con el cambio de escala.

2.3.2 Recursivos

Esta propiedad hace referencia a la capacidad de crecimiento de este tipo de geometrías. Los fractales se originan y “crecen” mediante la sucesiva aplicación de algoritmos recursivos. Cada una de esas aplicaciones se denomina iteración. Cuando se habla del *orden de iteración* n de un fractal, se hace referencia al número de veces que se ha aplicado el algoritmo que lo origina [25].

2.3.3 Space-Filling

Literalmente se puede traducir por “llenar el espacio” aunque también se denomina “*Self-avoiding*” (evitarse a uno mismo) [5]. Es una propiedad presente en determinados fractales como las curvas de Peano y Hilbert. Se define como la capacidad que tiene el fractal para aproximarse a dimensiones topológicas de orden 2 (incluso de orden 3), a partir de su dimensión topológica de orden 1, mediante sucesivas iteraciones. En estas curvas, donde nunca se producen intersecciones, el valor de D para $n = \infty$ es 2. [25]

2.3.4 Detalle infinito

Los fractales poseen detalle a cualquier escala de visualización, esto es, a medida que aumentamos el orden de iteración tanto más detalle revela este, sin que se tenga un límite en el que se pierda su estructura básica. Teóricamente, la estructura se repite hasta el infinito tanto en lo macroscópico como en lo microscópico [25].

2.4 Los fractales y las antenas

Desde los trabajos de Mandelbrot, los fractales se han visto involucrados en una gran variedad de aplicaciones en diversas ramas de la ciencia y la ingeniería, una de estas áreas es el “*fractal electrodynamics*” (electrodinámica fractal), donde la geometría fractal se combina con la teoría del electromagnetismo para investigar nuevos tipos de radiación, propagación y problemas de *scattering*. Una de las áreas de la electrodinámica fractal con más repercusión es la aplicación de la teoría fractal al diseño de antenas [6].

Tradicionalmente, el diseño y el análisis de las antenas tienen su fundamento en la geometría euclidiana, pero en los últimos años ha despertado mucho interés la posibilidad de desarrollar nuevos tipos de antenas que utilizan los conceptos de la geometría fractal en detrimento de la geometría euclidiana en su diseño. Este campo de investigación se ha denominado “*fractal antenna engineering*” (ingeniería de antena fractal). Existen dos líneas activas de investigación dentro de este campo de la ingeniería, el estudio de antenas fractales elementales y el uso de fractales para arrays de antenas. [7]

Nathan Cohen, un radio astrónomo de la universidad de Boston, fue uno de los pioneros de las antenas fractales y experimentó con antenas de hilo como las curvas de Koch y con arrays basadas en el triángulo de Sierpinski. Construyó la primera antena fractal conocida en 1988, cuando instaló una estación de radio en su apartamento y fundó Fractal Antenna Systems Inc., una de las primeras empresas que se dedicó al diseño y comercialización de antenas fractales [1].

V. H. Rumsey, estableció lo que se ha convertido en la noción actual de las antenas de banda ancha. El principio de Rumsey dice que los parámetros de una antena serán independientes de la frecuencia si la geometría puede ser descrita únicamente en función de ángulos, puesto que esta no variaría al realizar un escalado [8].

En la búsqueda de la súper-antena de banda ancha se contemplaban dos objetivos: lograr que una antena para una banda de frecuencias determinada sea lo más pequeña posible y conseguir que una antena pueda cubrir muchas bandas de frecuencia.

La geometría de las antenas fractales hacía sospechar una buena solución para esos dos objetivos. En primer lugar y basándonos en la propiedad de autosimilitud, se podía esperar un comportamiento similar a distintas longitudes de onda. En segundo lugar porque la capacidad de space-filling quizás permitiría a las antenas dotadas de esa forma, obtener ventaja sobre otros diseños aprovechándose de la cada vez más exigente limitación de espacio.

Las antenas fractales tienen rendimientos en sus parámetros que se repiten con una precisión arbitraria dependiendo del orden de iteración y por tanto no son independientes de la frecuencia pero aún así consiguen cubrir diversas bandas cercanas, y las bandas correspondientes a cada frecuencia resonante son generalmente estrechas. Además todos estos diseños presentan un bajo perfil que reduce considerablemente su tamaño [7].

2.5 Generación matemática de fractales.

Un método para generar convenientemente una gran variedad de estructuras fractales son los “*Iterated function systems*” (IFS, Sistemas de Funciones Iteradas) [6]. Esta herramienta matemática se basa en la aplicación de una serie de transformaciones afines definidas por W , que puede expresarse como:

$$w\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

o bien de forma equivalente:

$$w(x, y) = (ax + by + e, cx + dy + f) \quad (2.6)$$

donde a, b, c, d, e y f son números reales. Por lo tanto, la transformación afín w está representada por seis parámetros

$$\begin{pmatrix} a & b & e \\ c & d & f \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

a , b , c y d controlan la rotación y el escalado, mientras que e , y f controlan la translación de las líneas.

Considerando $w_1, w_2, w_3, \dots, w_N$, un conjunto de transformaciones lineales afines, y se define A como la geometría inicial. Se genera una nueva geometría, producida por la aplicación del conjunto de transformaciones a la geometría inicial. Entonces la nueva geometría, A , y los resultados de $w_1(A), w_2(A), w_3(A), \dots, w_N(A)$, pueden representarse por:

$$W(A) = \bigcup_{n=1}^N w_n(A) \quad (2.8)$$

Donde W se conoce como el operador de Hutchinson. Una geometría fractal puede obtenerse de la aplicación reiterada de W a la geometría anterior. Es decir, si A_0 representa la geometría inicial, entonces se tiene:

$$A_1 = W(A_0), A_2 = W(A_1), \dots, A_{k+1} = W(A_k) \quad (2.9)$$

Un IFS genera una secuencia que converge en una imagen final A_∞ , de tal manera que:

$$W(A_\infty) = A_\infty \quad (2.10)$$

Esta imagen final se denomina “*attractor*” (atractor) del IFS y representa un punto determinado de W

Siguiendo con el ejemplo de la curva de Koch, la figura 2.4 ilustra el IFS que genera esta curva fractal. En este caso el conjunto inicial A es un intervalo de la recta real, de longitud la unidad, por ejemplo:

$$A_0 = \{x : x \in [0,1]\} \quad (2.11)$$

A se somete a cuatro transformaciones afines y el resultado de dichas transformaciones es combinado posteriormente para obtener la primera iteración de la curva de Koch, denotada como A_1 , la segunda iteración de la curva puede obtenerse aplicando las mismas transformaciones a A_1 y repitiendo el proceso aumentaríamos el orden de iteración de la curva [6].

$$A_0 \rightarrow l=1 \text{ —————}$$

$$w_1(x, y) = \left(\frac{1}{3}x + 0y + 0, 0x + \frac{1}{3}y + 0\right)$$

$$w_2(x, y) = \left(\frac{1}{6}x - \frac{\sqrt{3}}{6}y + \frac{1}{3}, \frac{\sqrt{3}}{6}x + \frac{1}{6}y + 0\right)$$

$$w_3(x, y) = \left(\frac{1}{6}x - \frac{\sqrt{3}}{6}y + \frac{1}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{6}x + \frac{1}{6}y + \frac{\sqrt{3}}{6}\right)$$

$$w_4(x, y) = \left(\frac{1}{3}x + 0y + \frac{2}{3}, 0x + \frac{1}{3}y + 0\right)$$

$$W(A) = w_1(A) \cup w_2(A) \cup w_3(A) \cup w_4(A)$$

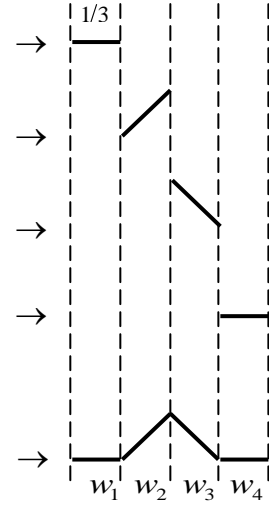


Fig. 2.4 Generación mediante IFS de la primera iteración de la curva de Koch.

2.6 La curva de Hilbert

El matemático alemán David Hilbert construyó esta curva en 1891. Se trata de un fractal basado en el intervalo unidad, cuya principal característica es la propiedad de space-filling, como puede observarse en la figura 2.3. Tal y como se ha mencionado anteriormente, la propiedad de space-filling implica que para un orden de iteración infinito, su dimensión fractal es dos mientras que su dimensión topológica es uno.

Matemáticamente, de la expresión 2.3, para esta curva se obtiene:

$$D = \frac{\log \left[(4^n - 1) / (4^{n-1} - 1) \right]}{\log \left[(2^n - 1) / (2^{n-1} - 1) \right]} \underset{\text{si } n \uparrow}{\simeq} \frac{\log(4^n / 4^{n-1})}{\log(2^n / 2^{n-1})} = \frac{\log 4}{\log 2} = 2 \quad (2.12)$$

Presenta cuasi-autosimilitud, puesto que con cada crecimiento se añaden segmentos para conectar las estructuras que se generan, pero la aportación de la suma de todos estos segmentos adicionales no es relevante en comparación a la longitud total de la curva. Este efecto se acentúa cuanto mayor es el orden de iteración, entonces la longitud adicional se vuelve despreciable y puede considerarse que la curva posee autosimilitud [9].

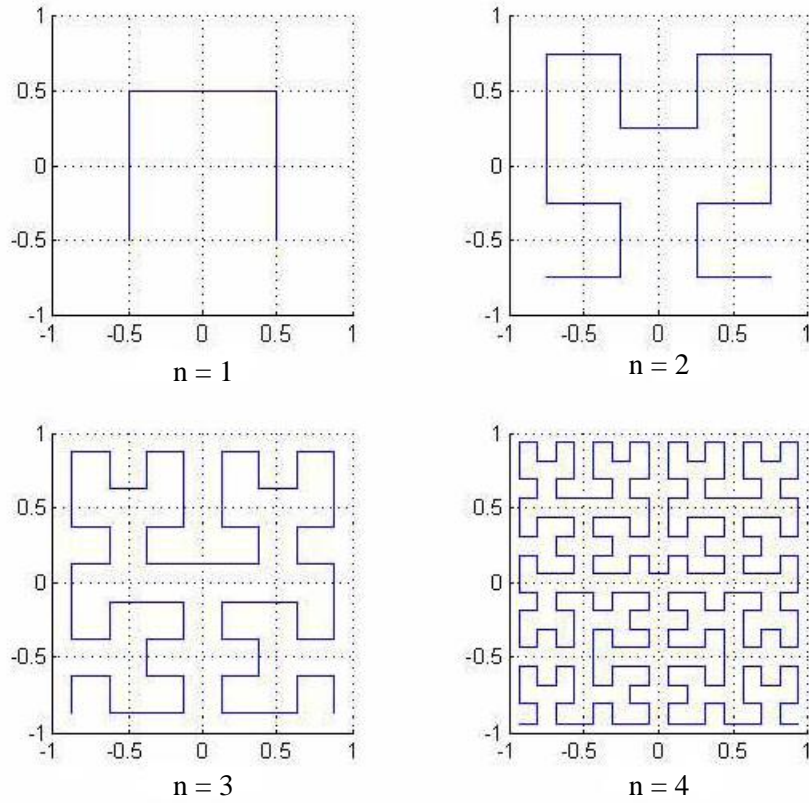


Fig. 2.3 Curva de Hilbert para las cuatro primeras iteraciones.

2.6.1 Generación por IFS

Las transformaciones afines necesarias para pasar de un orden de iteración n a un orden $n+1$ son las siguientes [5]:

$$\begin{aligned}
 w_1(x, y) &= (0x - \frac{1}{2}y - \frac{1}{2}, \frac{1}{2}x + 0y - \frac{1}{2}) \\
 w_2(x, y) &= (\frac{1}{2}x + 0y - \frac{1}{2}, 0x + \frac{1}{2}y + \frac{1}{2}) \\
 w_3(x, y) &= (\frac{1}{2}x + 0y + \frac{1}{2}, 0x + \frac{1}{2}y + \frac{1}{2}) \\
 w_4(x, y) &= (0x + (\frac{1}{2})y - \frac{1}{2}, -\frac{1}{2}x + 0y - \frac{1}{2})
 \end{aligned}$$

$$W(A) = w_1(A) \cup w_2(A) \cup w_3(A) \cup w_4(A)$$

Fig. 2.4 Transformaciones afines para la generación de la curva de Hilbert

Para explicar estas transformaciones pensamos en la forma básica de la geometría en orden 1 que se observa en la figura 2.3. La transformación w_1 , escala $\frac{1}{2}$ la

forma y por tanto reduce su tamaño a la mitad. Posteriormente rota la figura $-\pi$ y la traslada en sendas direcciones, $-\frac{1}{2}$ en el eje x y $-\frac{1}{2}$ en el eje y , moviendo la forma rotada hacia el borde superior izquierdo.

De la misma manera las otras transformaciones escalan la forma básica $\frac{1}{2}$ y la transportan a las otras tres esquinas. En el caso de w_2 y w_3 , la forma no se rota pero para w_4 la forma se rota π [5].

Este proceso de escalado, rotación y traslación se aplica reiteradamente sobre cada nuevo orden de iteración para obtener el siguiente.

2.6.2 Descripción geométrica

Se presentan en este apartado y los siguientes ciertas consideraciones que resultan interesantes para profundizar en la geometría de la curva de Hilbert.

Puesto que se utilizará esta forma para el diseño de la antena, se extrapola el concepto de la curva a la de un conductor eléctrico de sección b con la misma geometría. Esto permitirá establecer ciertas analogías eléctricas, que se desarrollarán más adelante, pero que resultarán útiles en este apartado.

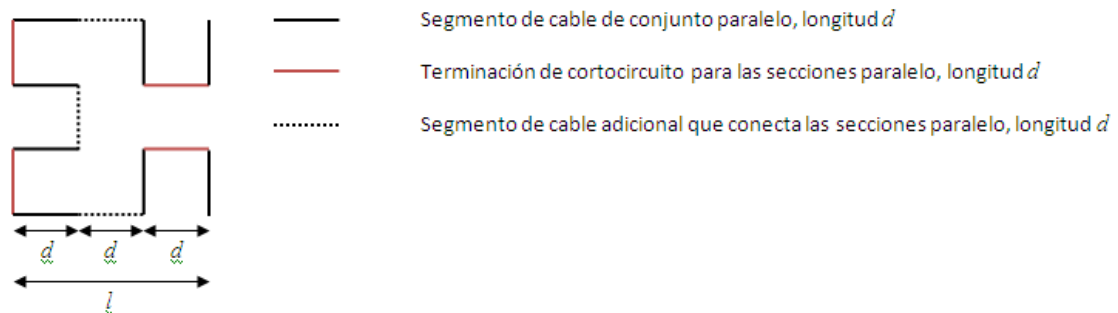


Fig. 2.4 Descripción de los segmentos que conforman la segunda iteración de la curva de Hilbert

2.6.3 Observaciones sobre los segmentos

Se definen los siguientes conceptos:

- $N^{\circ}scps$: Número de secciones de segmentos paralelos cortocircuitados.
- $N^{\circ}c$: Número de segmentos conectores.
- $N^{\circ}sl$: Número de segmentos en un lado
- $N^{\circ}ts$: Número total de segmentos.

Partiendo de la observación de la curva se elabora la tabla 2.1.

n	Nºscps	Nºc	Nºsl	Nºts
1	1	0	1	3
2	4	3	3	$4 \times 3 + 3 = 15$
3	16	15	7	$(4 \times 3 + 3) \times 4 + 3 = 63$
4	64	63	15	$[(4 \times 3 + 3) \times 4 + 3] \times 4 + 3 = 255$

Tabla 2.1 Número de segmentos para las 4 primeras iteraciones de la curva de Hilbert

Es interesante observar que para el número de segmentos en el lado, la curva coloca el doble de segmentos que en la iteración anterior y añade un segmento adicional para conectarlos.

En función de los valores presentados en la tabla 2.1 se pueden definir las siguientes expresiones:

$$N^{\circ}scps_n = 4^{n-1} \quad (2.13)$$

$$N^{\circ}c_n = N^{\circ}scps_n - 1 = 4^{n-1} - 1 \quad (2.14)$$

$$N^{\circ}sl = 2^n - 1 \quad (2.15)$$

$$N^{\circ}ts_n = 3 \cdot N^{\circ}scps_n + N^{\circ}c_n = 3 \cdot N^{\circ}scps_n + N^{\circ}scps_n - 1 = 4(4^{n-1}) - 1 = 4^n - 1 \quad (2.16)$$

2.6.4 Outer dimensión y otras longitudes

Se entiende por “outer dimensión” (dimensión exterior) la longitud del lado del cuadrado hipotético que contiene la curva de Hilbert. En la figura 2.4, la outer dimensión está representada por l y puede expresarse como [9]:

$$l = (2^n - 1)d \quad (2.17)$$

Considerando la expresión 2.16, se puede expresar la longitud total de la curva como [9]:

$$l_T = (4^n - 1)d \quad (2.18)$$

Del mismo modo, partiendo de 2.14, se define la longitud total de los segmentos adicionales como [9]:

$$l_c = (4^{n-1} - 1)d \quad (2.19)$$

2.7 State of the art

Tal como se ha comentado en el apartado 2.4 del presente capítulo, los fractales han despertado el interés de la comunidad científica y de la empresa privada. La empresa catalana *Fractus*, es líder mundial en el desarrollo de antenas fractales para móviles, redes wireless de corto alcance y estaciones base.

Uno de sus últimos avances consiste en la miniaturización de una antena para la banda ISM de 2,4 GHz. La antena presenta unas dimensiones de 3,7 mm x 2 mm, el mismo tamaño que un grano de arroz, y ofrece a los diseñadores de dispositivos mucho más espacio para incluir aplicaciones multimedia o reducir el espacio necesario dentro de los dispositivos. Esta antena miniatura ha sido especialmente diseñada para auriculares Bluetooth y teléfonos móviles. Soporta todos los estándares que funcionan en la banda ISM (*"Industrial, Scientific and Medical"*, Industrial, Científica y Médica) de 2,4 GHz, incluyendo Wi-Fi, Bluetooth y Zigbee.

Otro de los logros de *Fractus* es un antena VHF compacta (20 x 10 x 1.6 mm) que puede integrarse fácilmente en dispositivos inalámbricos, como teléfonos móviles, PDAs, ordenadores portátiles, etc. Puesto que VHF trabaja en la banda baja (200 MHz), las antenas que existían hasta el momento presentaban dimensiones considerables, cosa que limitaba el diseño de los equipos portables.

La nueva antena complementa, además, el catálogo de antenas digitales de TV de Fractus, que ahora abarca todos los sistemas y bandas de frecuencia de TV para móviles [27].

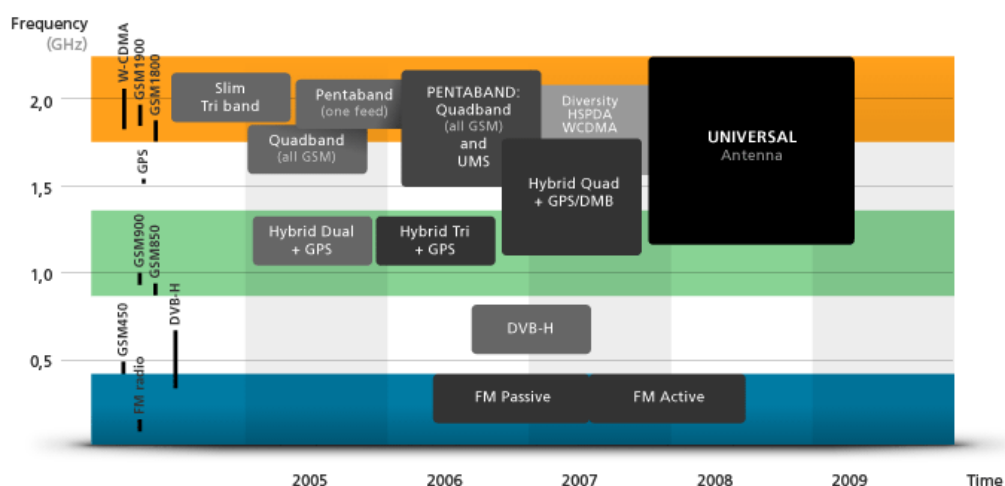


Fig. 2.5 Tecnologías de antenas para el espectro de frecuencia relativo a la telefonía móvil de la empresa *Fractus*.

Uno de los proyectos más sorprendentes relacionado con los fractales está siendo llevado a cabo por *Fractal Antena Systems Inc.*, que afirman haber desarrollado la base para un nuevo campo de aplicación de la óptica, y que permitiría dotar de invisibilidad a objetos como cortinas y mantos.

La clave del proyecto radica en el desarrollo de los denominados *metamateriales*. Estos materiales se basan en un conjunto de redes de "resonadores" que ofrecen la inusual capacidad de desviar la luz u otras ondas electromagnéticas, junto con "otras propiedades extrañas" gracias a un índice de refracción negativo, de manera que estos materiales ni absorben ni reflejan la luz

Anteriormente, las propiedades de los metamateriales funcionaban solo para una banda estrecha, pequeña o una única gama de colores. Con el nuevo enfoque, los metamateriales podrán ser diseñados para trabajar sobre una amplia gama de colores o frecuencias, con poca degradación de sus propiedades. Los detalles sobre el desarrollo son mínimos, pero la empresa utiliza la geometría fractal para dar forma a la red de resonadores, de la que ostenta la patente.

Actualmente, han solicitado la patente para el metamaterial de banda ancha y se espera que presenten una muestra de esta tecnología a finales de este año 2009 [28].

CAPÍTULO 3. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO

A pesar de que el material bibliográfico referente a la curva de Hilbert y sus aplicaciones en el diseño de antenas es escaso, a continuación se expone un método de diseño capaz de predecir con relativa fidelidad el comportamiento de la *Hilbert Curve Fractal Antena*, en adelante HCFA.

A lo largo del capítulo se verifica la validez de dicho método de diseño y se presentan las herramientas informáticas utilizadas. Por último se dimensionan una serie de antenas que se utilizarán como base para el diseño de prototipos.

3.1 Método de diseño

El método de diseño seleccionado para el dimensionado de la antena se basa en la fórmula presentada por K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan y V.V Varadan en [10]. Se trata de una aproximación puesto que no se tienen en cuenta efectos como el acoplamiento capacitivo entre segmentos y puede resultar poco precisa para frecuencias de resonancia elevadas [12].

La idea de la aproximación no es nueva, los autores se inspiran en la desarrollada para las “*meander-line antennas*” (línea sinuosa) en [13] y establecen un método similar capaz de ser aplicado a una antena que presente la curva de Hilbert como estructura [14].

El método tiene por objetivo comparar la inductancia característica de un dipolo en $\lambda/2$ a la inductancia total de la curva de Hilbert con el fin de obtener las frecuencias de resonancia para unas magnitudes físicas conocidas o por el contrario, fijada la frecuencia de resonancia, hallar las magnitudes físicas de la antena.

Para determinar la inductancia total de la curva de Hilbert, la aproximación considera dos componentes inductivas que una vez calculadas se sumarán y se igualarán a la inductancia del dipolo de media onda.

En primer lugar, las formas básicas de la curva, denominadas secciones paralelas cortocircuitadas en el apartado 2.6.2 capítulo anterior, se tratan como stubs en cortocircuito para calcular su inductancia.

En segundo lugar, se considera la inductancia de una línea imaginaria cuya longitud fuese la suma de las longitudes de todos los segmentos adicionales que conectan las ya mencionadas secciones paralelas cortocircuitadas.

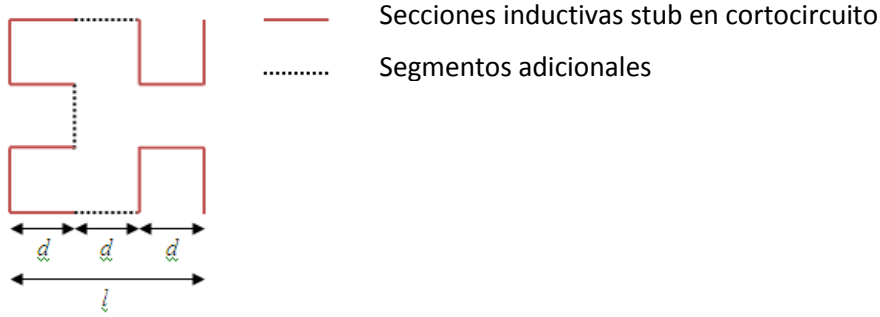


Fig. 3.1 Componentes inductivas consideradas en el cálculo aproximado de la inductancia de una antena basada en la curva de Hilbert.

La condición de resonancia queda asegurada observando el siguiente razonamiento: en primer lugar, la inductancia de la curva se iguala a la de un dipolo en media onda. En segundo lugar, está demostrado que la capacidad de entrada de un dipolo en $\lambda/2$ permanece invariable aunque su longitud efectiva se vea reducida mediante la introducción de giros o curvas [10] como es el caso de la estructura que nos ocupa.

Así pues, si el dipolo es resonante la HCFA, también lo será puesto que tendrá la misma inductancia de un dipolo de media onda y también su misma capacidad.

La fórmula en que se basa el método de diseño se presenta a continuación:

$$m \frac{\eta}{\pi \omega} \log \left(\frac{2d}{b} \right) \tan \beta d + \frac{\mu_0}{\pi} s \left(\log \left(\frac{8s}{b} \right) - 1 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{\lambda}{4} \left(\log \left(\frac{2\lambda}{b} \right) - 1 \right) \quad (3.1)$$

Dónde, observando la descripción geométrica de la curva realizada en el capítulo anterior y las fórmulas 1.1, 2.13, 2.17 y 2.19, se tiene:

$$m = N^{\circ} scps_n = 4^{n-1} \quad (3.2)$$

$$\eta = 120\pi \quad (3.3)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (3.4)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.5)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (3.6)$$

$$s = N^{\circ} c_n \cdot d = (4^{n-1} - 1)d = l_c \quad (3.7)$$

$$d = \frac{l}{(2^n - 1)} \quad (3.8)$$

y

b , es la sección del conductor.

La característica multibanda de la antena se obtiene teniendo en cuenta que los dipolos resuenan cuando la longitud de sus brazos es múltiple del cuarto de la longitud de onda. Reescribiendo 3.1 para contemplar este factor, se obtiene [10]:

$$m \frac{\eta}{\pi \omega} \log\left(\frac{2d}{b}\right) \tan \beta d + \frac{\mu_0}{\pi} s \left(\log\left(\frac{8s}{b}\right) - 1 \right) = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{k\lambda}{4} \left(\log\left(\frac{8}{b} \frac{k\lambda}{4}\right) - 1 \right) \quad (3.9)$$

Dónde k es un número entero impar que permite obtener las primeras frecuencias de resonancia.

Tal como se puede observar, m , s y d se han expresado en función del orden de iteración fractal n .

Cabe mencionar que la fórmula 3.2 difiere de la presentada en [10], esta divergencia se discute más adelante en el apartado 3.4.1 de este capítulo.

3.2 Herramientas de diseño y simulación

Puesto que nuestro objetivo es obtener una antena que funcione a unas determinadas frecuencias, se debe desarrollar la expresión 3.9 para aislar los parámetros de diseño físico, a saber, d y b , en función de la frecuencia de resonancia.

Para el diseño de la antena así como su análisis, simulación y optimización se han estudiado y utilizado diversos recursos analíticos e informáticos que a continuación se detallan, presentándolos en el orden de uso.

3.2.1 MATLAB

Dada la complejidad de la ecuación 3.9, se ha optado por implementar un script en un programa matemático, el MatLab [20], capaz de resolver dicha ecuación.

Fijando el orden de iteración n , la frecuencia de resonancia f , el factor multibanda k , y la sección del conductor b , el script retorna el valor de la distancia del segmento más sencillo de la curva de Hilbert para una frecuencia deseada, es decir, el valor de la *longitud de diseño* del segmento d .

MatLab (*Matrix Laboratory*) es un entorno matemático de computación y desarrollo de aplicaciones totalmente integrado y orientado para

llevar a cabo proyectos en donde se encuentren implicados elevados cálculos matemáticos y la visualización gráfica de los mismos.

MatLab integra análisis numérico, cálculo matricial, procesado de señal y visualización gráfica en un entorno completo donde los problemas y sus soluciones son expresados del mismo modo en que se escribirían tradicionalmente, sin necesidad de hacer uso de la programación tradicional.

El script implementado para la resolución de la ecuación de resonancia se ha denominado *hcfa.m*, y se presenta a continuación:

```
%Ecuación de diseño de HCFA en función de la frecuencia de resonancia%

echo on;                                %Muestra el script por pantalla%

d=sym('d');                             %Define d como variable distancia de diseño%

k=3;                                     %Armónico%
f=0.9*10^9;                             %Frecuencia de diseño%
l=(3*10^8)/f;                           %Longitud de onda%
w=2*pi*f;                               %Velocidad angular%
i=3;                                     %Orden de iteración%
m=4^(i-1);                             %N° de secciones paralelo en CC%
c=4^(i-1)-1;                           %N° de segmentos adicionales de conexión%
n=120*pi;                               %Impedancia intrínseca del vacío%
b=1*10^-3;                             %Diámetro del cable%
B=w/(3*10^8);                          %Cte. de fase%
u=4*pi*10^-7;                          %Cte. permeabilidad M del vacío%

solve(((m*n)/(pi*w))*log(2*d/b)*tan(B*d))+((u/pi)*c*d*(log(8*c*d/b)-1))-
((u/pi)*(k*1/4))*(log(2*k*1/b)-1))
```

3.2.2 4NEC2

Ante el desafío que supone el diseño, análisis, ajuste y construcción de una antena, se han desarrollado potentes herramientas que facilitan en gran medida todas las etapas del proceso de dimensionado de una antena. Se trata de simuladores electromagnéticos que aprovechan la capacidad de cálculo de los ordenadores para determinar los flujos electromagnéticos de las estructuras que se quiera analizar.

El NEC2 (*Numerical Electromagnetics Code*) [21] es un programa realizado en Fortran desarrollado en el Lawrence Livermore Laboratory (Livermore, California) con el soporte del Naval Ocean Systems Center y el Air Force Weapons Laboratory. Permite el cálculo de antenas mediante el uso del método de los momentos [17].

La aplicación 4NEC2 desarrollada por Arie Voors, actúa como “*Graphic User Interface*” (GUI, Interfaz Gráfica de Usuario) en un entorno Windows, permitiendo la entrada de datos, edición de la estructura y visualización de los resultados de una forma gráfica y cómoda. utiliza dicho lenguaje y añade varias aplicaciones de diseño, optimización y presentación de resultados sumamente interesantes y prácticas.

Tanto el programa NEC2 como el 4NEC2 son aplicaciones de código libre.

Existen varias maneras de implementar la antena en el programa, se puede hacer gráficamente, esto es, dibujando la antena en el editor geométrico, o se puede describir la antena en un fichero, escribiendo cada una de las coordenadas de sus segmentos.

Además, el programa permite parametrizar y optimizar la estructura mediante la inclusión de variables.

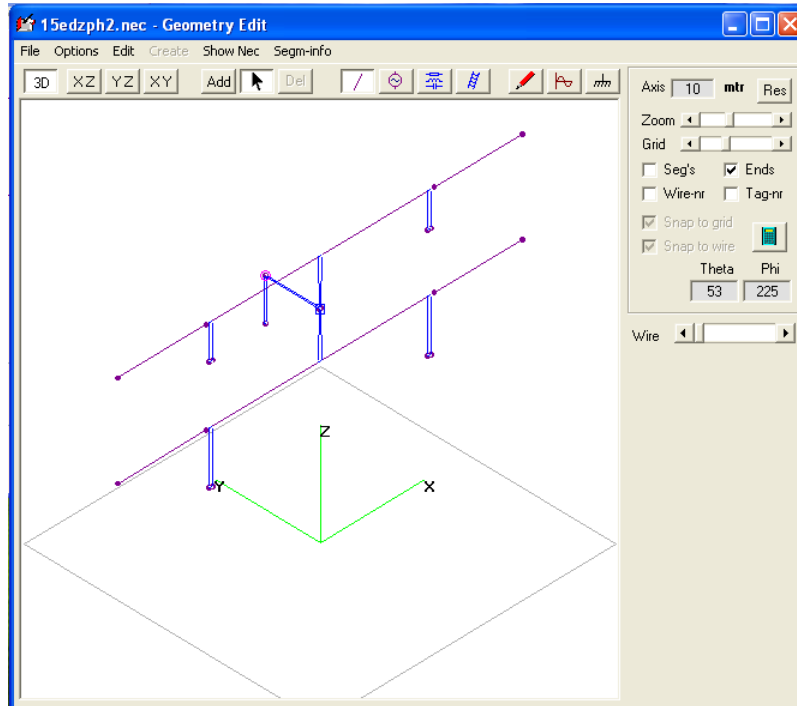


Fig. 3.2 Ventana del editor gráfico del programa 4NEC2.

Dado que el programa está dotado de un potente optimizador, la construcción de la antena en el entorno del programa se ha planteado de forma que se pudieran aprovechar las ventajas de dicho optimizador, bien porque los resultados de la ecuación de resonancia no fueran los esperados o porque quisieran mejorarse aspectos concretos del funcionamiento de la antena.

Para usar el optimizador del 4NEC2, ha sido necesario introducir variables que el programa denomina como “*symbols*” (símbolos), en la descripción de la antena cuyos valores pudieran ser tratados por el programa en los procesos matemáticos internos de mejora. Este motivo y debido a la complejidad geométrica de la curva para los órdenes de iteración 3 y 4, se ha descartado la implementación mediante el editor gráfico.

El entorno descriptivo del 4NEC2 permite implementar la antena mediante la especificación de las características geométricas de cada uno de los elementos que componen su estructura dentro de una tabla basada en coordenadas tridimensionales (figura 3.3).

Atendiendo a este principio de funcionamiento, a la necesidad de introducción de variables, y a las limitaciones que impone el programa 4NEC2 sobre la definición y el tratamiento de las mismas, se han realizado una serie de tablas auxiliares en Excel que tras ser exportadas a 4NEC2, han permitido automatizar el proceso de escritura de la tabla descriptora, y por tanto de la antena, en el entorno del programa de simulación.

Nr	Type	Tag	Segs	X1	Y1	Z1	X2	Y2	Z2	Radius	Comment
1	Wire	1	27	-19.202	0.	15.24	-10.82	0.	15.24	.00103	
2	Wire	2	71	-10.82	0.	15.24	10.8204	0.	15.24	.00103	
3	Wire	3	27	10.8204	0.	15.24	19.2024	0.	15.24	.00103	
4	Wire	4	27	-19.202	0.	24.0792	-10.82	0.	24.0792	.00103	
5	Wire	5	71	-10.82	0.	24.0792	10.8204	0.	24.0792	.00103	
6	Wire	6	27	10.8204	0.	24.0792	19.2024	0.	24.0792	.00103	
7	Wire	7	1	-.0609	0.	19.6596	.06096	0.	19.6596	.00103	
8	Wire	8	1	-.0609	5.1816	19.6596	.06096	5.1816	19.6596	.00103	
9	Wire	21	1	-10.52	0.	10.24	-10.21	0.	10.24	.00103	
10	Wire	22	1	10.211	0.	10.24	10.516	0.	10.24	.00103	
11	Wire	51	1	-10.52	0.	20.792	-10.21	0.	20.792	.00103	
12	Wire	52	1	10.211	0.	20.792	10.516	0.	20.792	.00103	
13	Wire	80	1	-.0609	5.1816	15.6596	.06096	5.1816	15.6596	.00103	

Fig. 3.3 Ventana del entorno descriptivo del programa 4NEC2.

Las antenas se definen en el programa mediante estructuras “wire” (hilo) que son divididas en un determinado número de “segments” (segmentos) para calcular las intensidades que circulan por estos. El programa 4NEC2 impone una serie de reglas geométricas para la longitud y el diámetro de las estructuras wire y el número de segments en que deben dividirse.

Estas condiciones son verificadas de forma automática antes de cada simulación pero pueden comprobarse manualmente, mediante la opción “run geometry cheq” (ejecutar chequeo de geometría) del menú “validate” (validar), en la ventana de presentación geométrica.

En adelante, cuando se hable de segmentos, se hará referencia a los elementos geométricos de la curva de Hilbert, es decir, los denominados wire para el 4NEC2. En caso de querer hacer alusión a los segments que utiliza el programa se puntualizará de forma específica.

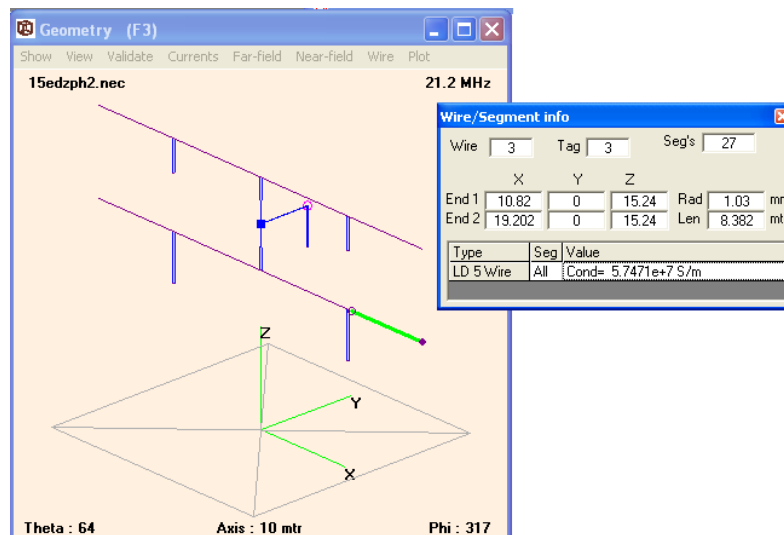


Fig. 3.4 Ventana de presentación geométrica y información de la estructura wire seleccionada, en color verde, del programa 4NEC2.

En las simulaciones efectuadas se ha omitido el modelado de las pérdidas óhmicas de la antena puesto que la simulación matemática se desvirtúa en gran medida dando lugar a errores no fundamentados.

También se ha obviado la inclusión de un plano de masa, de modo que todas las simulaciones se han efectuado en un entorno “*free space*” (el vacío).

Eduard Riera demostró que si el ancho de pista de las antenas impresas en placa dieléctrica (circuito impreso) es suficientemente pequeño, se pueden modelar como hilos metálicos en el vacío (sin soporte dieléctrico) con un error despreciable [13].

La fuente de alimentación utilizada en todas las simulaciones es $1 + 0j$ V. El “*feed point*” (punto de alimentación) se ubica en el segmento central, por el que cruza el eje de simetría vertical de la curva.

3.2.3 L-Systems

Esta herramienta no se ha usado de forma práctica en el proyecto pero es interesante mencionarla puesto que sí se ha estudiado y es una opción muy válida de desarrollo de estructuras fractales en entornos como el MatLab.

Un *L-System* (Lindenmayer System) es un esquema para simular estructuras biológicas. En términos biológicos, un L-System utiliza un pequeño conjunto de reglas para añadir detalles a una estructura de forma local. Por ejemplo, para el caso de un árbol, añadir dos ramas adicionales al final de cada rama. En términos informáticos, un L-System es una estructura de texto recursiva que finaliza en una interpretación geométrica [18].

Un L-System sencillo comienza con una semilla iniciadora que se denominará F , y siempre define como mínimo una regla para reemplazar dicha semilla en cada aplicación. Un ejemplo de esta regla podría ser:

F-F-FF+F-F-F

La regla se aplica varias veces para producir cadenas de texto más complejas que pueden tratarse como instrucciones para construir objetos. En dos dimensiones, la interpretación geométrica es la siguiente:

Inicio en $x = 0$, $y = 0$, encara el sentido del eje x .

F significa "dibuja una línea de longitud 1 en la dirección en que estás encarado".

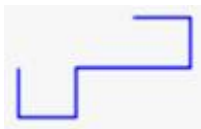
+ significa "giro de 90 grados a la izquierda".

- significa “giro de 90 grados a la derecha”.

El resultado de aplicar 3 veces la regla antes mencionada en función de la interpretación geométrica anterior se muestra a continuación:

- Primera aplicación:

F-F-FF+F-F-F

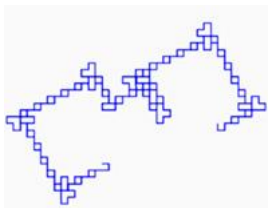


- Segunda aplicación:

F-F-FF+F-F-F-F-F-FF+F-F-F-F-F-FF+F-F-FF-F-FF+F-F-F+F-F-FF+F-F-F-F-F-FF+F-F-F-F-F-FF+F-F-F



- Tercera aplicación:

[illegible]

Como puede comprobarse la aplicación de esta sencilla regla permite generar estructuras complejas que pueden llegar a modelar estructuras biológicas de determinadas plantas y animales.

Es evidente la similitud que existe entre los resultados del proceso de creación de estructuras mediante L-Systems y las estructuras fractales mencionadas con anterioridad de forma que resulta relativamente fácil extrapolar los conceptos de estos sistemas a la geometría fractal, siendo sencillo definir reglas que produzcan dichas estructuras.

El L-System para la generación de la curva de Hilbert de orden n se define como sigue [19]:

Definiciones:

$L_0 = +F-F-F+$

$R_0 = -F+F+F-$

Semilla: L_0

Reglas:

$L_{n+1} = +R_n F - L_n F L_n - F R_n +$

$R_{n+1} = -L_n F + R_n F R_n + F L_n -$

Se ha descartado el uso de los L-System como método de generación gráfica de la curva puesto que implicaba un proceso de programación nada despreciable y se ha optado por trabajar directamente en el lenguaje del simulador 4NEC2.

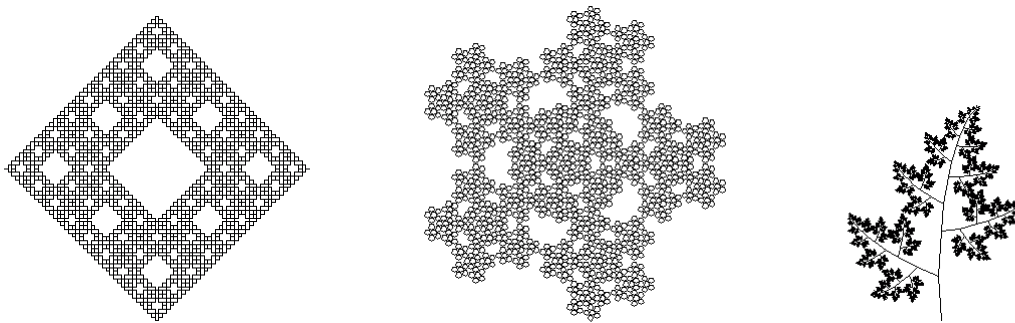


Fig. 3.5 Ejemplos de estructuras generadas mediante L-Systems, de izquierda a derecha: Manta de Sierpinski, Pentigree, y hoja de castaño.

3.2.4 CST Microwave Studio

Se trata de una herramienta especializada para la simulación electromagnética en 3D (Tres Dimensiones) de componentes de alta frecuencia basado en el método de las diferencias finitas.

Es un programa de pago de la empresa CST (*Computer Simulation Technology*), que se dedica a proporcionar software para el diseño electromagnético en todas las bandas de frecuencia. Algunas aplicaciones típicas incluyen dispositivos de RF y microondas para comunicaciones móviles inalámbricas. Es un programa muy completo con multitud de opciones de configuración, ajuste y presentación de resultados que permiten obtener una visión del comportamiento de los diseños electromagnéticos en alta frecuencia [29].

Dispone de una interfaz gráfico muy potente que permite generar todo tipo de superficies y volúmenes, pudiéndose combinar de forma booleana para generar nuevas formas según convenga.

Dispone de 5 módulos de cálculo: Transient Solver, Eigenmode Solver, Frequency Domain Solver, Resonant:Fast S-Parameter solver, y Resonant: S-Parameter Fields solver.

El módulo Transient Solver ha sido el utilizado en las simulaciones efectuadas. Es la herramienta más flexible del programa y permite simular la mayoría de problemas electromagnéticos.

La complejidad que entraña el uso de este programa ha implicado el estudio minucioso de tutoriales y guías de uso para comprender los fundamentos de la generación de estructuras y el funcionamiento de los motores de simulación.

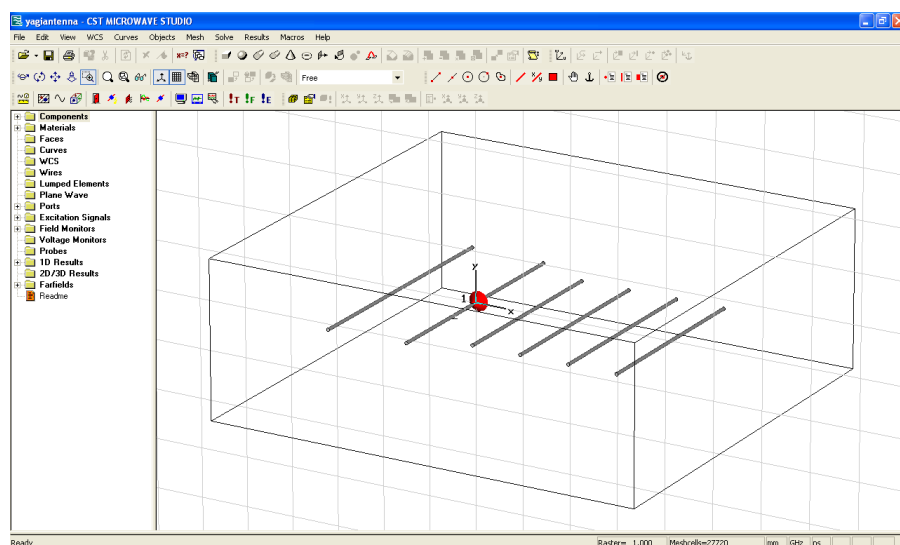


Fig. 3.6 Ventana del programa CST Microwave Studio.

3.2.5 Trazado de la curva de Hilbert en coordenadas cartesianas

La generación de la curva para su posterior implementación en la tabla descriptiva del simulador difiere en cierta medida de la generación matemática vista en el capítulo anterior, sin embargo tiene cierta similitud con lo comentado acerca de los L-Systems.

Si situamos la curva en un plano XY , observamos que para un orden de iteración determinado, cada segmento de la curva se describe mediante dos puntos o nodos: $(X1,Y1)$ y $(X2,Y2)$. Se observa además que cada segmento se corresponde con un *movimiento de progresión* de la curva ya sea en el eje x o en el eje y .

Así pues tras un movimiento en el sentido del eje x , la coordenada relativa a ese eje permanece constante durante el siguiente movimiento, que afectará al sentido del eje y cambiando la última componente, $Y2$, de la coordenada Y . En el siguiente movimiento, la coordenada Y no se modifica y es la componente $X2$ la que varía su valor.

En primer lugar se ha identificado y enumerado todos los segmentos y los movimientos que se realizan en la curva, desde su origen hasta el fin, para los órdenes de iteración 2 (13 movimientos), 3 (51 movimientos) y 4 (205 movimientos).

En la tabla 3.1 se presenta a modo de ejemplo, el comportamiento de la curva en el plano XY , con origen en $(0,0)$, para los movimientos que se corresponden con los segmentos 15, 16 y 17 de la curva de Hilbert de orden 3 cuyo valor de la longitud de diseño d es igual a 1:

Movimiento	X1	Y1	X2	Y2
X + d	0	4	1	4
Y + d	1	4	1	5
X - d	1	5	0	5

Tabla 3.1 Ejemplo de movimientos y su efecto sobre coordenadas de la curva de Hilbert.

Como puede observarse se trata de un proceso iterativo de suma o resta de una, dos o tres veces la longitud de diseño a la componente $X2$ o $Y2$, de manera que $X1$ y $Y1$ del siguiente movimiento se corresponden con $X2$ e $Y2$ del movimiento anterior.

Dado que la antena es plana, la componente Z se omite y puede fijarse a un valor deseado sin que afecte a la geometría de la curva, aunque si modificará su ubicación en el espacio, aspecto a tener en consideración en las simulaciones que no definan el vacío (free space) como entorno de trabajo.

3.2.6 *Tablas Excel auxiliares*

Gracias a la posibilidad de copiar celdas de forma simple (algo que no permite 4NEC2), incluso aquellas que contienen operaciones y teniendo en cuenta las particularidades comentadas en el apartado anterior, el proceso de creación de la tabla descriptiva se aceleró considerablemente mediante el uso de Excel. Si pensamos en los 51 segmentos que forman la curva de Hilbert de orden 3 o en los 205 que constituyen la curva de orden 4, es fácil comprender dicho ahorro de tiempo.

Se realizaron dos tablas para los órdenes de iteración 2 y 4, y una tabla adicional que se explicará en el siguiente capítulo, para el orden 3. Todas ellas con una estructura que básicamente contiene los mismos campos que la utilizada por 4NEC2.

La primera tabla escribe toda la curva de Hilbert para una determinada longitud de diseño d y unas coordenadas de origen fijadas, esto es, define todas las componentes de cada uno de los segmentos de la curva. El problema de esta tabla es que no introduce variables en la estructura.

La segunda tabla es una mejora de la primera. Era evidente que la variable principal debía ser la distancia de diseño, pero este hecho implicaba una cierta problemática.

4NEC2 no puede leer el contenido de una celda y almacenarlo en una variable para poder usarla posteriormente en otra celda, de modo que realizar una tabla en que cada movimiento de la curva se tratase de forma independiente del resto no era una solución válida y ha sido necesario referenciar todas las componentes de cada uno de los segmentos al origen.

Gracias a esta indexación, se ha conseguido obtener una tabla parametrizada que ha permitido en primer lugar, implementar la curva en el simulador; en segundo lugar, contrastar los resultados de las simulaciones con los datos extraídos de la bibliografía y verificar la validez de la ecuación de la HCFA; y por último, permitir el uso del optimizador integrado en el 4NEC2, además de automatizar la construcción de la curva en el simulador.

Una vez realizadas las tablas, se han guardado en formato **.txt* para posteriormente exportarse al formato **.nec* siendo este formato el de los archivos de entrada de datos para el programa.

3.3 Especificaciones de diseño

Atendiendo a las características de las antenas comerciales existentes en el mercado para aplicaciones semejantes a la que nos ocupa, se han definido unas especificaciones de diseño a cumplir o en su defecto, lograr una aproximación satisfactoria.

A continuación se relatan los valores deseados para las características más importantes de la antena:

- *Frecuencia de diseño*

Dado que la antena a diseñar pretende prestar servicio en el sector de las aplicaciones móviles, debe dimensionarse para ser compatible con los siguientes servicios y sus respectivas frecuencias de trabajo: GSM (870 - 960 MHz), UMTS (1.885 - 2.025 MHz). Como objetivo secundario, se estudiará la inclusión de la frecuencia de trabajo relativa a Wi-Fi y Bluetooth (2.400 MHz).

- *Diagrama de Radiación*

Puesto que se trata de una antena en recepción, el diagrama de radiación debe ser lo más omnidireccional posible.

- *Ganancia*

La ganancia típica para este tipo de aplicaciones está entorno los 2dBi.

- *Standing Wave Ratio*

El SWR debe ser inferior a 2.

- *Ancho de Banda*

Se trata del ancho de banda del servicio de comunicación.

- *Impedancia de Entrada*

La impedancia de la antena a las frecuencias de trabajo debe de ser 50 Ω .

- *Dimensiones*

Deben ser las menores posibles.

3.4 Comprobaciones y cálculos de dimensionado

En este apartado se muestran comprobaciones previas y cálculos de dimensionado para las diferentes antenas.

3.4.1 Error en la ecuación de la Hilbert Curve Fractal Antenna

En base a las conclusiones formuladas en el apartado 2.6.3 y concretamente en relación a la fórmula 3.7, se detecta una variación respecto lo presentado por K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan y V.V Varadan en [10], los cuales proponen en la fórmula enumerada como 3 en su artículo:

$$s = (2^{2n-1} - 1)d \quad (3.10)$$

En función de la fórmula 2.14 y la tabla 2.1, se ratifica la diferencia entre la definición presentada en la expresión 3.7, que recordemos definía:

$$s = N^o c_n \cdot d = (4^{n-1} - 1)d = l_c \quad (3.7)$$

y la propuesta por el artículo (expresión 3.10). Esta diferencia probablemente se deba a un error de transcripción en el exponente, tal como puede observarse:

$$N^o c_n = (4^{n-1} - 1) = (2^{2n-2} - 1) \quad (3.11)$$

Además, si se realiza una tabla para los 4 primeros órdenes de iteración (tabla 3.2) se comprueba que los valores obtenidos para la expresión 3.10 no concuerdan con las observaciones empíricas realizadas sobre la geometría de la curva, expuestas en la tabla 2.1:

Orden de iteración n	Fórmula 3.7	Fórmula 3.10
1	0	1
2	3	7
3	15	31
4	63	127

Tabla 3.2 Número de segmentos para las 4 primeras iteraciones de la curva de Hilbert.

En un sentido más teórico, la curva introduce 4 copias de sí misma en cada incremento de iteración y añade por tanto, 3 segmentos adicionales de conexión.

Por inspección visual de la curva de Hilbert de orden 2, se distinguen 4 secciones paralelas cortocircuitadas y 3 segmentos adicionales. Para el orden de

iteración 3, el número de secciones paralelas en cortocircuito será $4 \times 4 = 16$ y el número de segmentos adicionales valdrá $4 \times 3 + 3 = 15$.

3.4.2 Verificación de la ecuación de resonancia de la HCFA

Antes de continuar con el diseño, ha sido imprescindible contrastar y verificar la validez de los resultados de la ecuación de resonancia para la HCFA. Para ello, se ha recurrido de nuevo a [10] puesto que en la tabla 1 del mismo artículo, se presentan datos de diseño y simulaciones mediante 4NEC2 de diversas antenas fractales basadas en la curva de Hilbert.

El procedimiento para verificar la fórmula 3.9 se centra, en primer lugar, en la utilización del script implementado en MatLab con el fin de obtener distancias de diseño para cada una de las frecuencias que se indican en la tabla 1 del artículo [10], anteriormente mencionada.

Estas distancias de diseño se comparan con la distancia que proporciona la fórmula 2.17 para una outer dimensión y un orden de iteración determinados. Los datos utilizados para estas variables se corresponden con los que aparecen en la tabla 1 del artículo, de modo que se puedan contrastar los resultados.

Estos resultados se presentan a modo de resumen en la tabla 3.3.

Frecuencia f (GHz)	Orden de iteración n	Outer dimensión l (mm)	Diámetro del cable b (mm)	Factor multibanda k	Distancia d fórmula 2.17 (mm)	Distancia d fórmula 3.9 (mm)
0,486	3	50	1	1	7,14	7,28
1,456	3	50	1	3	7,14	7,26
0,295	3	80	1	1	11,42	11,67
0,308	3	80	2	1	11,42	11,67
0,924	3	80	2	3	11,42	11,62

Tabla 3.3 Tabla comparativa de la distancia de diseño.

Se observa que el error relativo para la distancia obtenida mediante la expresión 3.9 oscila entre el 1,7% y el 2,2% respecto la que se halla con la fórmula 2.17, se trata pues de un error muy pequeño.

A continuación, se han introducido las distancias que aparecen en la última columna de la tabla 3.3 en el archivo de entrada HCFA3_PARAM.nec para el simulador 4NEC2. Se han realizado un total de 5 simulaciones para tratar de comparar los resultados obtenidos referentes a la frecuencia de resonancia, con los presentados en el artículo [10].

Este archivo, generado mediante las tablas auxiliares en Excel, se corresponde con una curva de Hilbert de orden 3. La posición de inicio de la curva, la distancia de diseño, el radio del cable y la posición del punto de alimentación son variables que pueden modificarse de forma rápida y sencilla para modificar la geometría de la curva, tal como puede apreciarse en la figura 3.4.

En este procedimiento de comprobación se hace palpable la ventaja que proporcionan las tablas auxiliares y sus consiguientes archivos de entrada parametrizados, que permiten redibujar la curva de forma semiautomática.

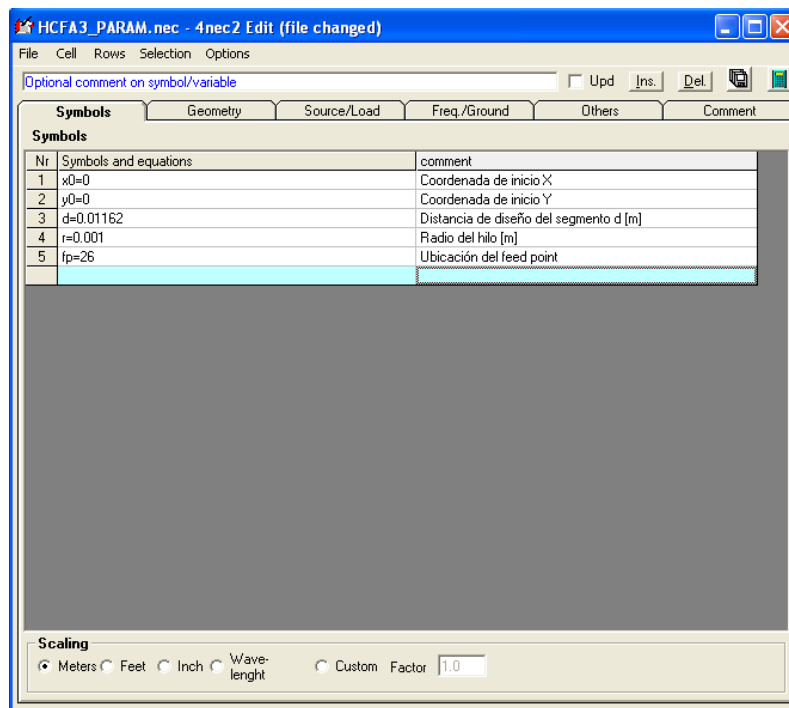


Fig. 3.7 Ventana del entorno descriptivo para el archivo HCFA3_PARAM.nec.

Para las simulaciones, se efectúa un barrido en frecuencia con una resolución de 1 MHz por paso, en el entorno de la frecuencia que se quiere comprobar. Una vez completada la simulación, visualizamos el gráfico que representa la parte imaginaria de la impedancia frente a la frecuencia para determinar en qué punto dicha componente adquiere el valor 0 (figura 3.6).

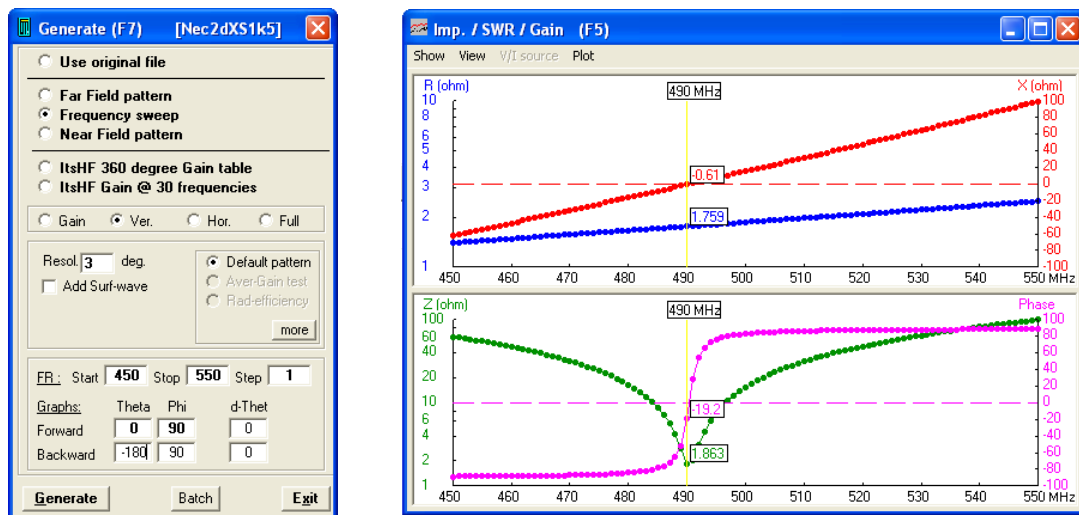


Fig. 3.8 Ventana de la herramienta de simulación del programa 4NEC2 y gráfico de la impedancia VS frecuencia.

Los resultados de las simulaciones realizadas y la comparación con los datos extraídos del artículo de *K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan* y *V.V Varadan* [10] se presentan en la tabla 3.4:

Distancia fórmula 3.9 (mm)	Diámetro del cable b (mm)	Frecuencia fórmula 9 artículo [10] (GHz)	Frecuencia simulada artículo [10] (GHz)	Frecuencia simulada HCFA3_PARAM (GHz)
7,28	1	0,486	0,510	0,490
7,26	1	1,456	1,380	1,330
11,67	1	0,295	0,304	0,293
11,67	2	0,308	0,328	0,313
11,62	2	0,924	0,880	0,846

Tabla 3.4 Tabla comparativa de las frecuencias simuladas presentadas en [10] y las simuladas mediante el archivo HCFA3_PARAM.nec.

El error relativo para las frecuencias simuladas en la tabla 3.4 reside entre el 3,61 % y el 3,84 %, que es un margen aceptable para este tipo de aplicaciones.

A la vista de los resultados presentados en este apartado, se puede asegurar que la fórmula de la frecuencia de resonancia de la HCFA es válida. Aunque se observan problemas de exactitud, representa un punto de partida sumamente importante para confeccionar el diseño de antenas fractales basadas en la curva de Hilbert.

Puesto que el dimensionado de la antena debería poder ser ajustado a las necesidades y requisitos que se crean convenientes mediante la herramienta de optimización del simulador, la imprecisión que conlleva la aplicación de la fórmula pierde peso e importancia.

3.4.3 Dimensionado

Para dimensionar la antena fractal se ha utilizado la longitud obtenida en el script de la ecuación de resonancia de la HCFA, como aproximación a la distancia de diseño para cada una de las frecuencias de diseño. Esta longitud se utiliza posteriormente para modelar una antena en el simulador 4NEC2. Se simula esa antena y se comprueban los resultados que, en vista de lo comentado en el apartado anterior, variarán respecto a los proporcionados por la fórmula 3.9.

Posteriormente, se somete el modelo a un proceso de optimización para sintonizar el comportamiento frecuencial de la antena a una determinada frecuencia.

La característica multibanda queda fijada al establecer una frecuencia de trabajo y por tanto una distancia de diseño. La optimización y el ajuste de la antena para que su comportamiento frecuencial se ajuste a los requisitos de diseño, se tratarán en profundidad en el capítulo 5.

Tras este primer proceso de dimensionado se obtendrán los datos necesarios para proceder a la simulación y posterior construcción de los primeros prototipos. La realización de medidas en el laboratorio sobre dichos prototipos, permitirá contrastar datos físicos reales con los simulados y discutir la validez del procedimiento de diseño.

A continuación se presentan las tablas de dimensionado para la curva de Hilbert de ordenes 2, 3 y 4. En estas tablas se presentan las distancias de diseño proporcionadas por 3.9 y sus respectivas frecuencias de resonancia obtenidas tras simulación, así como la distancia de diseño optimizada para cada una de las frecuencias de trabajo, en función del factor multibanda k .

- *Dimensionado de la curva de Hilbert para $n = 2$*

Frecuencia de trabajo (GHz)	Factor multibanda k	Diámetro del cable b (mm)	Distancia fórmula 3.9 (mm)	Frecuencia simulada (GHz)	Distancia optimizada (mm)
0,9	3	1	41,22	0,780	36,179
1,2	3	1	31,22	1,050	27,20
1,8	5	1	29,21	1,800	40,50
2,4	7	1	67,97	2,470	56,60

Tabla 3.5 Tabla de dimensionado para la curva de Hilbert de orden 2

- *Dimensionado de la curva de Hilbert para $n = 3$*

Frecuencia de trabajo (GHz)	Factor multibanda k	Diámetro del cable b (mm)	Distancia fórmula 3.9 (mm)	Frecuencia simulada (GHz)	Distancia optimizada (mm)
0,9	3	1	11,44	0,825	10,449
1,2	5	1	10,40	1,350	8,051
1,8	5	1	9,50	2,100	11,440
1,8	7	1	-	-	-
1,8	11	1	19,17	1,775	18,758
2,4	7	1	9,87	2,025	8,393
2,4	11	1	14,57	2,350	14,16

Tabla 3.6 Tabla de dimensionado para la curva de Hilbert de orden 3

- *Dimensionado de la curva de Hilbert para $n = 4$*

Frecuencia de trabajo (GHz)	Factor multibanda k	Diámetro del cable b (mm)	Distancia fórmula 3.9 (mm)	Frecuencia simulada (GHz)	Distancia optimizada (mm)
0,9	5	1	5,101	0,870	5,018
1,2	7	1	5,370	1,125	5,059
1,8	11	1	5,564	1,690	5,766
2,4	17	1	6,361	2,175	5,841

Tabla 3.7 Tabla de dimensionado para la curva de Hilbert de orden 4

El diámetro del cable se mantiene constante a 1 mm en todas las simulaciones de manera que se pueda considerar, tal como se indica en [13], que la pista de circuito impreso que constituye la antena se comporta prácticamente como un hilo en el vacío.

Tal como puede observarse en la tabla 3.6, la fórmula 3.9 no proporciona solución real para $f = 1,800$ GHz y $k = 7$.

Una vez obtenidas las distancias de diseño, se profundizará sobre algunos de los modelos realizados, simulando su comportamiento y construyendo unos prototipos para verificarlo.

CAPÍTULO 4. SIMULACIÓN, CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA DE PROTOTIPOS

En este capítulo se abordará en profundidad todo lo que atañe al proceso de simulación y construcción de los primeros prototipos realizados como aplicación práctica de este proyecto. Así mismo, se presentan las mediciones efectuadas en laboratorio y se discuten los resultados obtenidos.

4.1 Notas sobre simulación y optimización

A pesar de que se han simulado todas las antenas dimensionadas en el apartado 3.4.3 del capítulo anterior, se ha omitido trasladar a esta memoria todos los resultados adquiridos puesto que no se ha considerado oportuno.

Los datos de simulación y sus respectivos análisis presentados en este capítulo son los relativos a los prototipos que se han fabricado. Dado que la funcionalidad multibanda de la antena se trata en el capítulo 5, los modelos que en adelante se exponen han sido optimizados para una frecuencia de trabajo de 0,9 GHz, subrogando su comportamiento frecuencial en el resto del espectro a esta condición.

El proceso de optimización seleccionado de los ofrecidos por 4NEC2, es el “*hill-climbing*” (subir la colina). La herramienta de optimización contempla 7 propiedades como objeto de mejora: el VSWR, la ganancia (Gain), la relación lóbulo principal y secundario (F/B), la relación delante-atrás (F/R), la resistencia de entrada (R-in), la reactancia de entrada (X-in) y la Eficiencia (Eff.) como se puede ver en la figura 7.1.

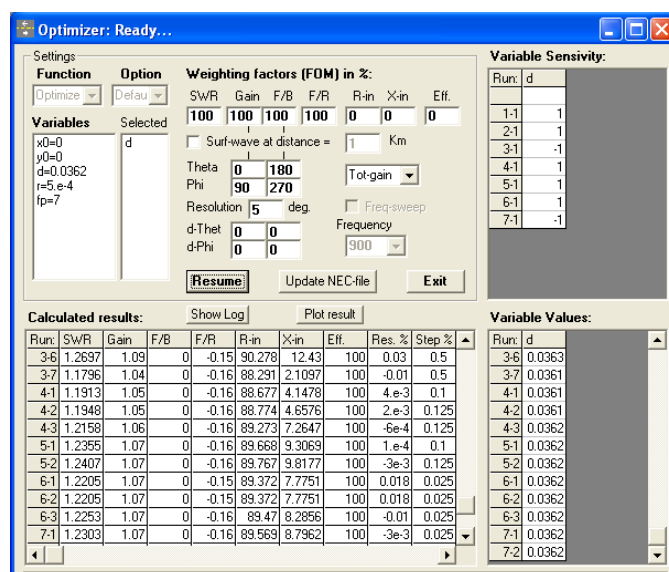


Fig. 4.1 Ventana de la herramienta de optimización hill-climbing del programa 4NEC2.

Para cada una de las propiedades, se puede adjudicar un factor de peso en tanto por ciento que es el que determina su efecto en el rendimiento total de la antena. De este modo se puede sintonizar la antena para que se ajuste a las necesidades deseadas.

Por defecto, el optimizador procesa las variables para minimizar el SWR y la X_{in} , maximizar la Ganancia, el F/B, el F/R y la Eficiencia y aproximar la R_{in} a 50Ω . En caso de no existir cargas óhmicas en la antena, el optimizador no tiene efecto alguno sobre la característica de Eficiencia.

En los siguientes apartados se presentan los resultados de las simulaciones para diversas antenas. Se han realizado dos simulaciones por orden de iteración. La primera utiliza la distancia de diseño dimensionada obtenida con la fórmula 3.9; los modelos relativos a esta simulación se han etiquetado como HCFA2_DIM, HCFA3_DIM y HCFA4_DIM. La segunda simulación considera la distancia de diseño optimizada con el programa 4NEC2 y los modelos se han denominado HCFA2_OPT, HCFA3_OPT y HCFA4_OPT.

La situación en el espacio de todas las antenas modeladas y simuladas se corresponde con el plano XY.

4.2 Simulación de la curva de Hilbert de orden 2

Se ha utilizado el archivo HCFA2_PARAM.nec, que se adjunta en el anexo III, para modelar la antena (figura 4.2) en función de la distancia de diseño y realizar las simulaciones.

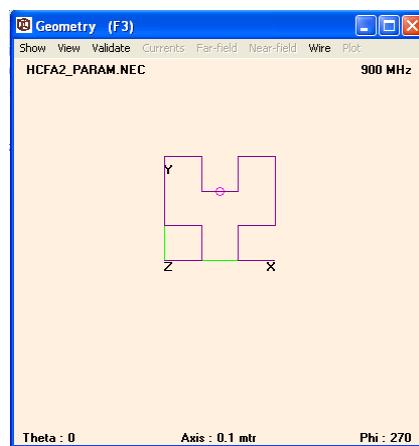


Fig. 4.2 Geometría de la curva de Hilbert de orden 2, archivo HCFA2_PARAM.nec.

4.2.1 Modelo HCFA2_DIM. Distancia de diseño $d = 41,22 \text{ mm}$

En las figuras 4.3a, 4.3b, 4.4 y 4.5 se presentan respectivamente el diagrama de radiación vertical y el diagrama de radiación horizontal, el SWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia y la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

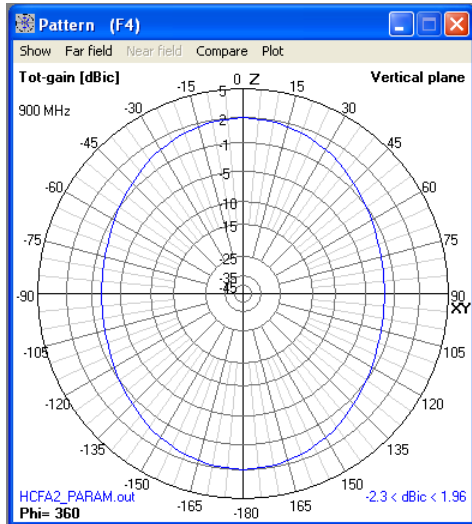


Fig. 4.3a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 41,22 \text{ mm}$).

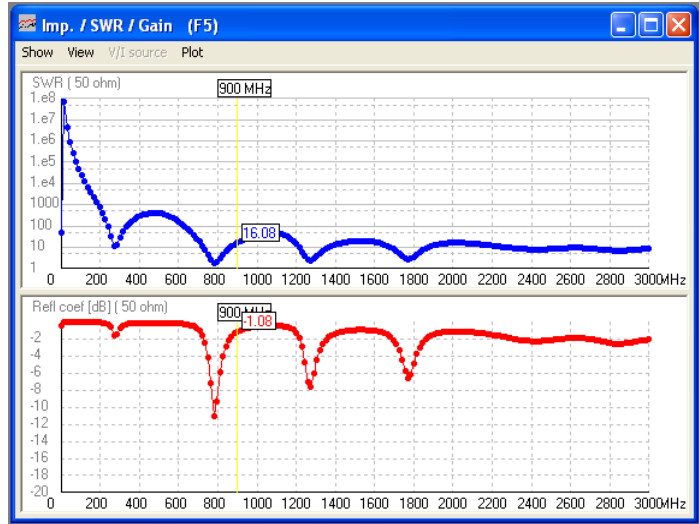


Fig. 4.4 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 41,22 \text{ mm}$).

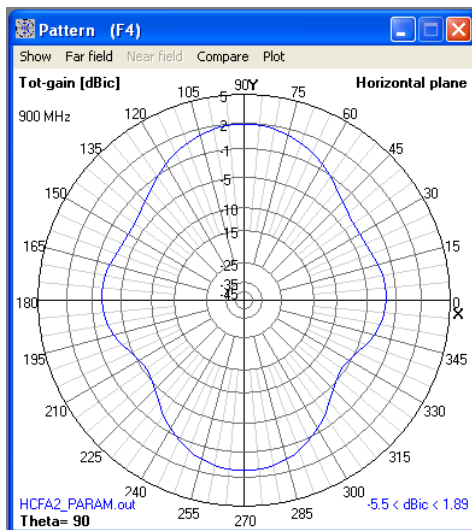


Fig. 4.3b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 41,22 \text{ mm}$).

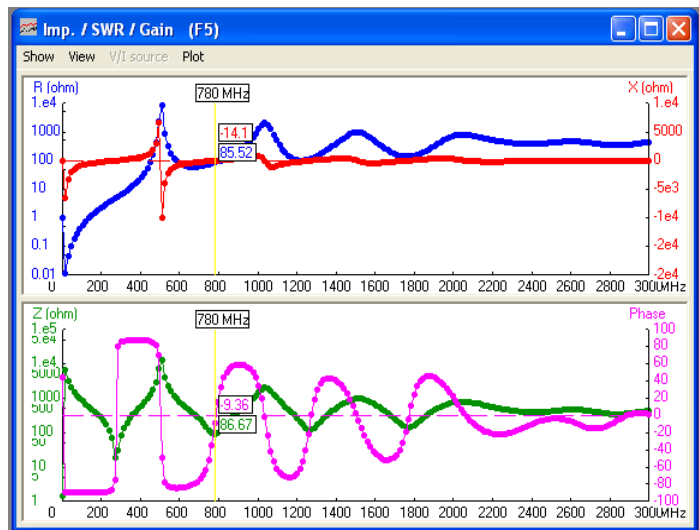


Fig. 4.5 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 41,22 \text{ mm}$).

4.2.2 Modelo HCFA2_OPT. Distancia de diseño $d = 36,179$ mm

En las figuras 4.6a, 4.6b, 4.7 y 4.8 se presentan respectivamente el diagrama de radiación vertical y el diagrama de radiación horizontal, el SWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

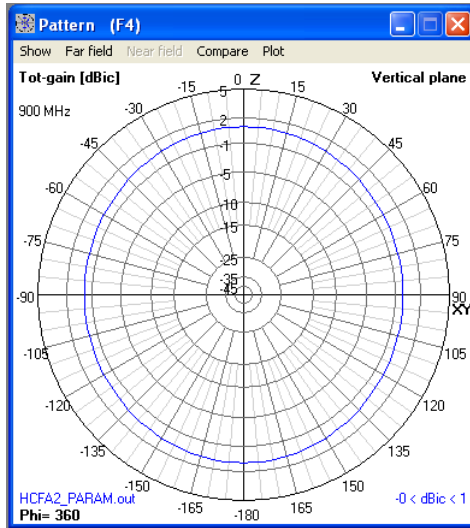


Fig. 4.6a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 36,179$ mm).

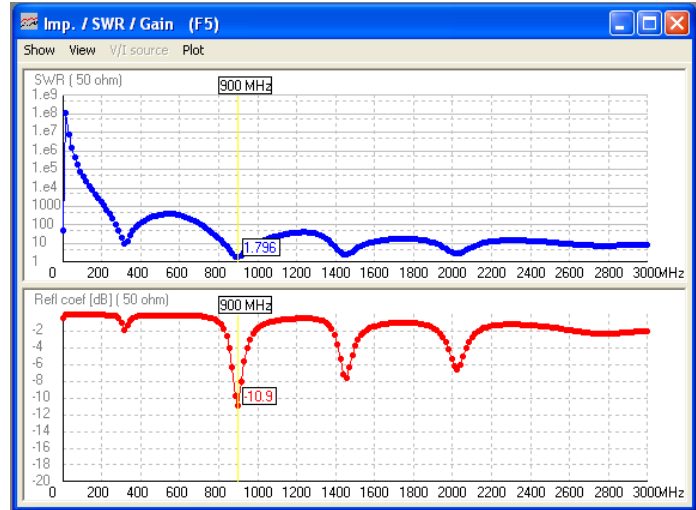


Fig. 4.7 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 36,179$ mm).

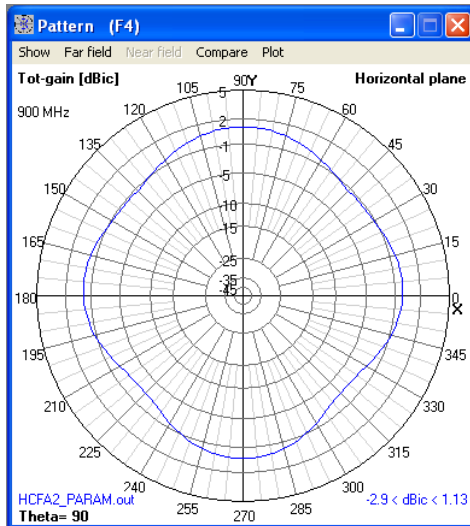


Fig. 4.6b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 36,179$ mm).

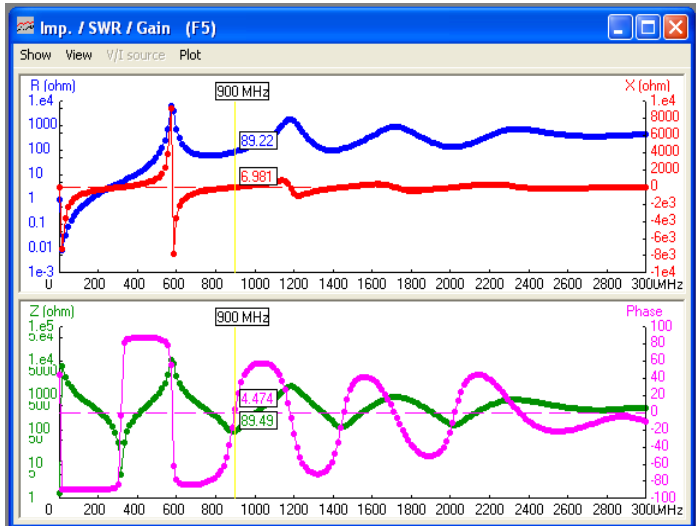


Fig. 4.8 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena de la fig. 4.2, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 36,179$ mm).

4.3 Simulación de la curva de Hilbert de orden 3

Se ha utilizado el archivo HCFA3_PARAM.nec, que se adjunta en el anexo III, para modelar la antena (figura 4.9) en función de la distancia de diseño y realizar las simulaciones.

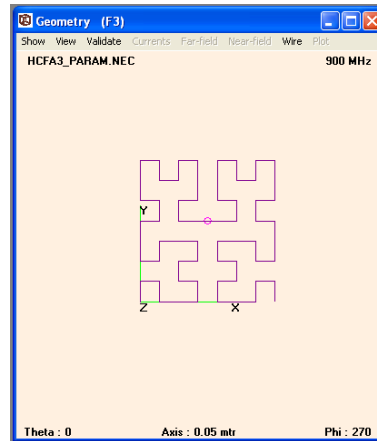


Fig. 4.9 Geometría de la curva de Hilbert de orden 3, archivo HCFA3_PARAM.nec.

4.3.1 Modelo HCFA3_DIM. Distancia de diseño $d = 11,44$ mm

En las figuras 4.10a, 4.10b, 4.11 y 4.12 se presentan respectivamente el diagrama de radiación vertical y el diagrama de radiación horizontal, el SWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

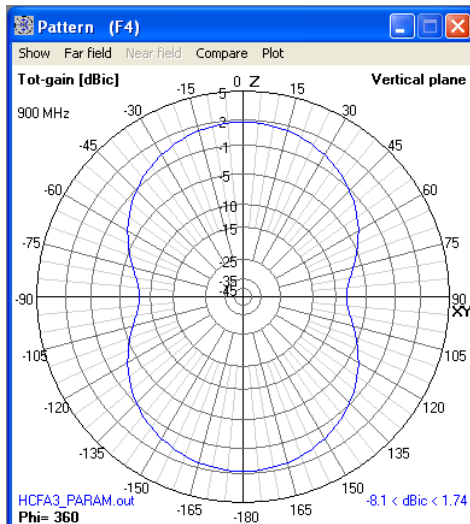


Fig. 4.10a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 11,44$ mm).

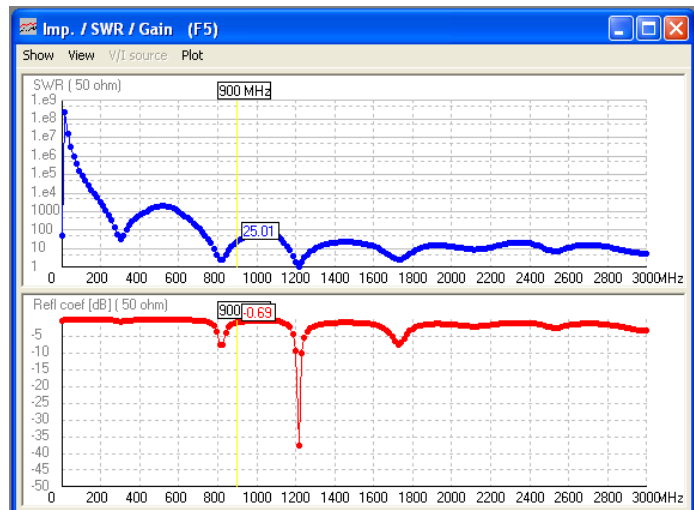


Fig. 4.11 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 11,44$ mm).

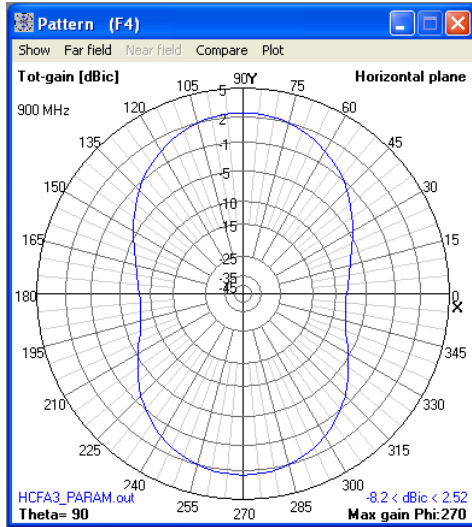


Fig. 4.10b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 11,44$ mm).

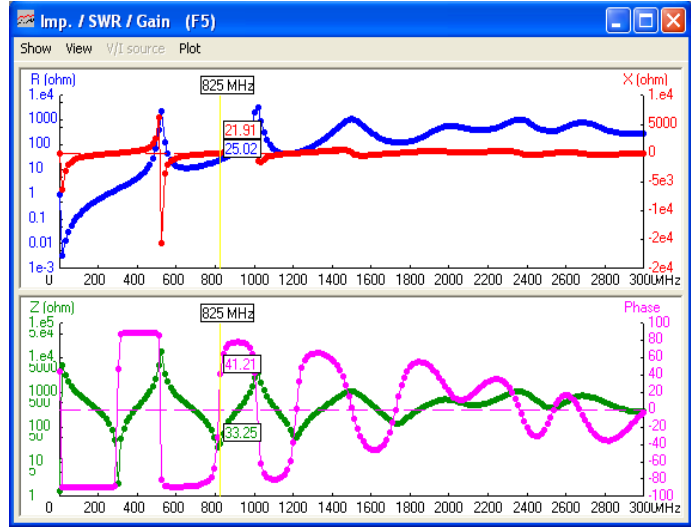


Fig. 4.12 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 11,44$ mm).

4.3.2 Modelo HCFA3_OPT. Distancia de diseño $d = 10,449$ mm

En las figuras 4.13a, 4.13b, 4.14 y 4.15 se presentan respectivamente el diagrama de radiación vertical y el diagrama de radiación horizontal, el SWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

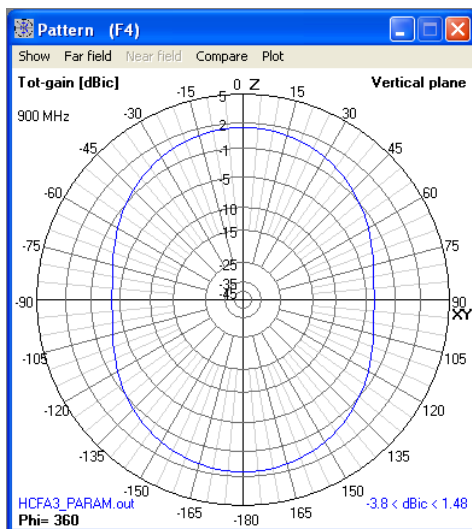


Fig. 4.13a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm)

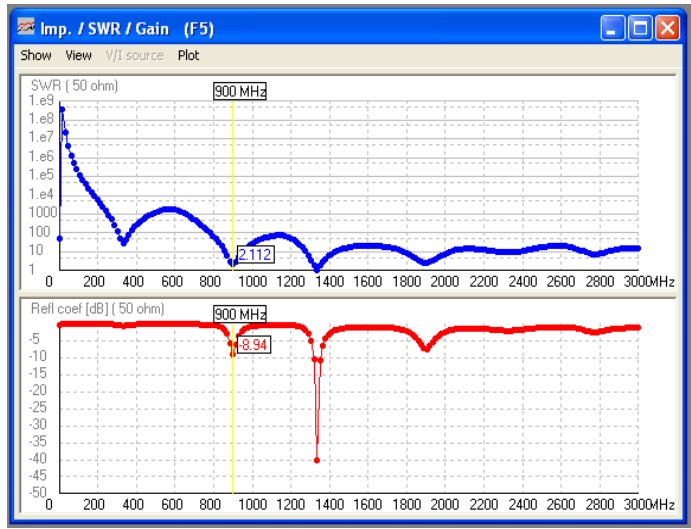


Fig. 4.14 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

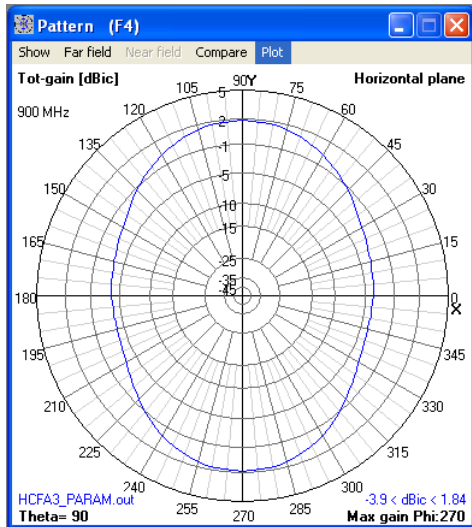


Fig. 4.13b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

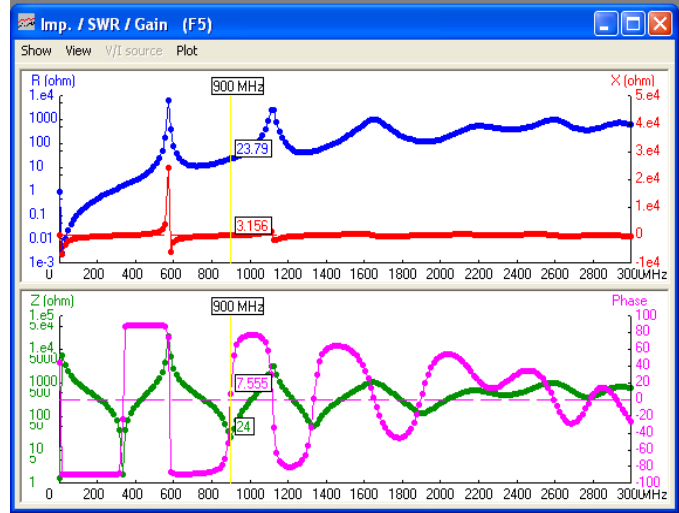


Fig. 4.15 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena de la fig. 4.9, $f = 0,9$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

4.4 Simulación de la curva de Hilbert de orden 4

Se ha utilizado el archivo HCFA4_PARAM.nec, que se adjunta en el anexo III, para modelar la antena (figura 4.16) en función de la distancia de diseño y realizar las simulaciones.

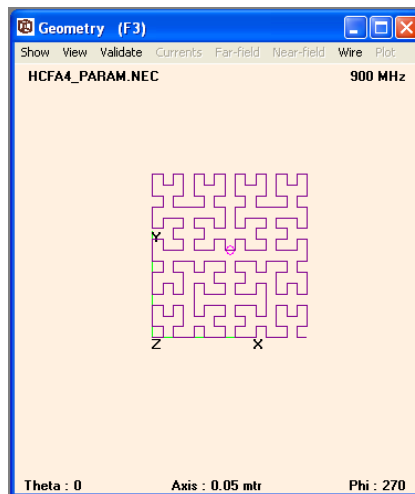


Fig. 4.16 Geometría de la curva de Hilbert de orden 4, archivo HCFA4_PARAM.nec.

4.4.1 Modelo HCFA4_DIM. Distancia de diseño $d = 5,101 \text{ mm}$

En las figuras 4.17a, 4.17b, 4.18 y 4.19 se presentan respectivamente el diagrama de radiación vertical y el diagrama de radiación horizontal, el SWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

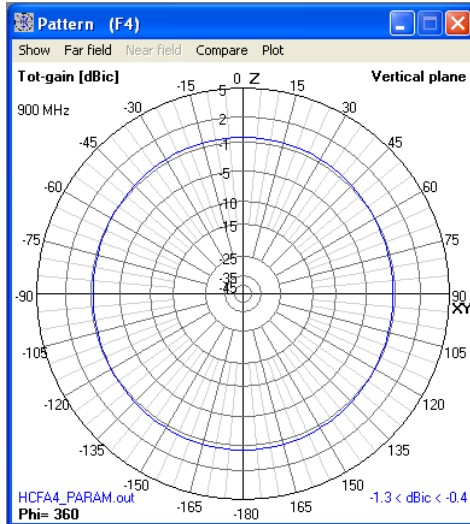


Fig. 4.17a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 5,101 \text{ mm}$).

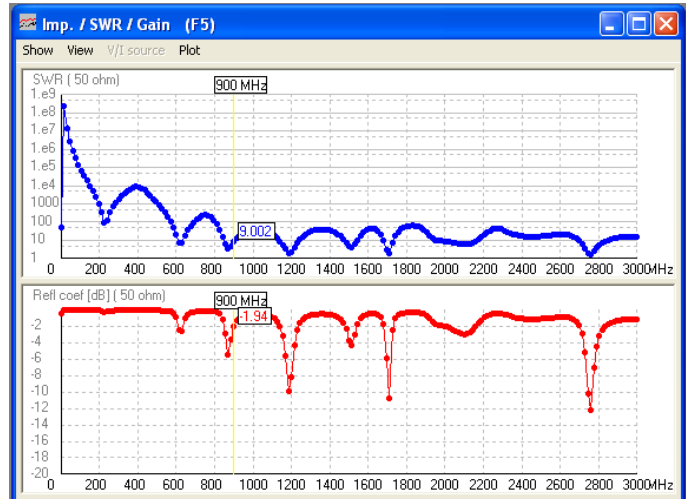


Fig. 4.18 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 5,101 \text{ mm}$).

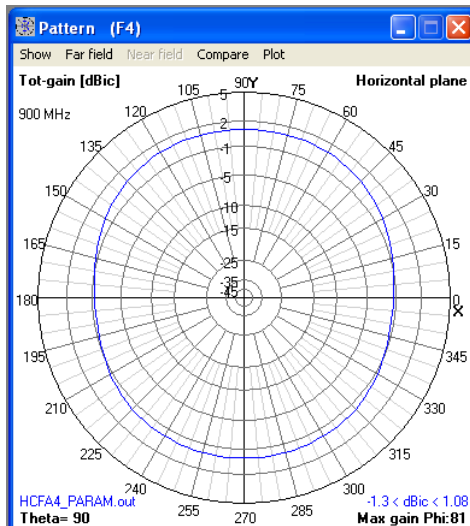


Fig. 4.17b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 5,101 \text{ mm}$).

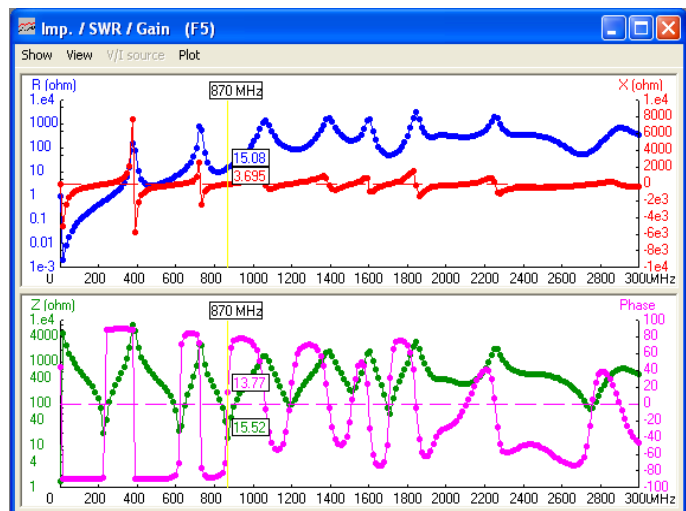


Fig. 4.19 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, dimensionada con la expresión 3.9 ($d = 5,101 \text{ mm}$).

4.4.2 Modelo HCFA4_OPT. Distancia de diseño $d = 5,018 \text{ mm}$

En las figuras 4.20a, 4.20b, 4.21 y 4.22 se presentan respectivamente el diagrama de radiación vertical y el diagrama de radiación horizontal, el SWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

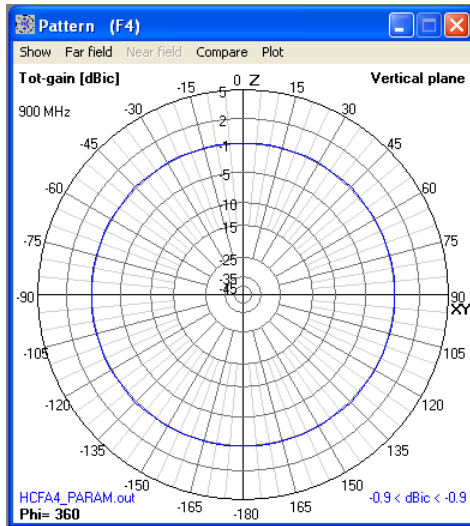


Fig. 4.20a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, optimizada con 4NEC2 ($d = 5,018 \text{ mm}$).

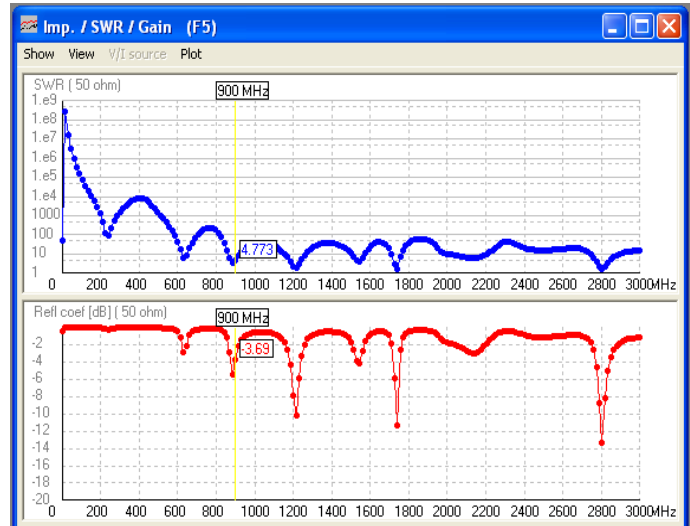


Fig. 4.21 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, optimizada con 4NEC2 ($d = 5,018 \text{ mm}$).

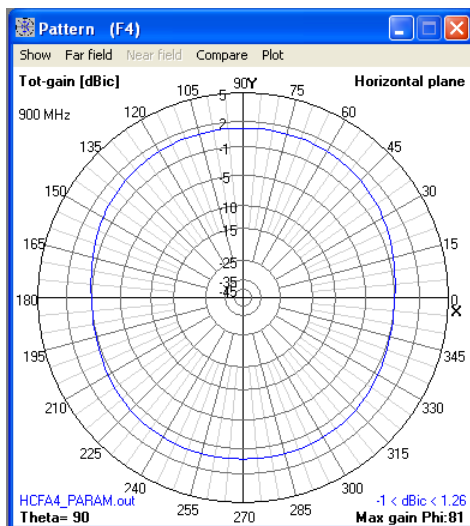


Fig. 4.20b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, optimizada con 4NEC2 ($d = 5,018 \text{ mm}$).

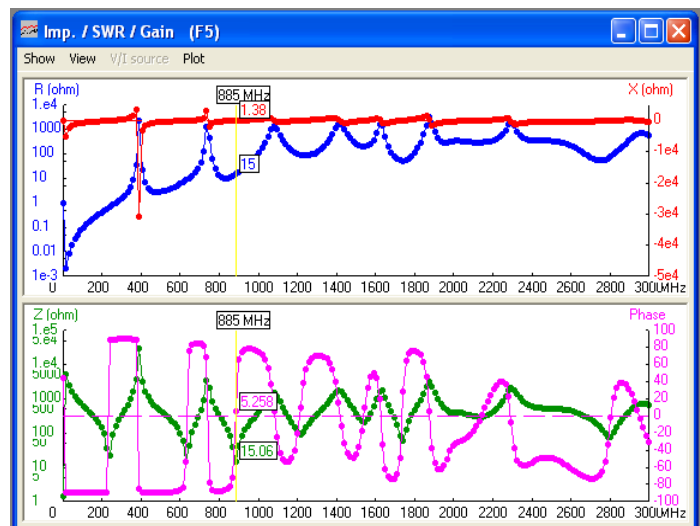


Fig. 4.22 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena de la fig. 4.16, $f = 0,9 \text{ GHz}$, optimizada con 4NEC2 ($d = 5,018 \text{ mm}$).

4.5 Discusión de los resultados de simulación

A la vista de los datos obtenidos mediante las simulaciones se pueden extraer diversas conclusiones sobre los resultados que se discuten a continuación.

Comparando los modelos dimensionados mediante la fórmula 3.9 con los optimizados por el programa 4NEC2, se observa en los segundos una mejora en el VSWR para la frecuencia de trabajo. Esta mejora es considerable para los órdenes de iteración 2 y 3 ajustándose a los requisitos de diseño. Para el orden 4 la mejora no es tan relevante y no coloca el VSWR por debajo del límite estipulado.

Se observa que para el modelo HCFA2_OPT y el HCFA3_OPT existe un decremento de la ganancia respecto los modelos basados en la distancia dimensionada con la expresión 3.9, no así para el diseño HCFA4_OPT. Este decremento va acompañado de una estabilización del diagrama de radiación, de manera que este se torna más omnidireccional.

La frecuencia de resonancia se ajusta a la frecuencia de trabajo en todos los casos de optimización excepto para el del modelo HCFA4_OPT, en que la frecuencia de resonancia apenas se desplaza en referencia al modelo dimensionado mediante la expresión 3.9.

Si se comparan los modelos simulados, se extraen varias observaciones que a continuación se detallan.

En cuanto al diagrama de radiación, el modelo que presenta el diagrama más omnidireccional en la sección vertical ($\phi = 360^\circ$, θ), es decir, la que presenta menor diferencia entre los valores de ganancia máxima y la mínima, es el diseño HCFA3_OPT.

Sin embargo, el modelo que proporciona el valor de ganancia máxima en la sección vertical es la HCFA2_DIM (1,96 dBi).

En la sección horizontal (ϕ , $\theta = 90^\circ$), el modelo con mejor ganancia para ese corte es la HCFA2_DIM (2,52 dBi).

El mejor valor de VSWR para la frecuencia de 0,9 GHz lo proporciona el modelo HCFA2_OPT (1,28).

Aunque los diagramas de radiación no se han optimizado para las direcciones de corte especificadas ($\phi = 360^\circ$, θ) y (ϕ , $\theta = 90^\circ$), los resultados son satisfactorios en cuanto a radiación omnidireccional.

Atendiendo a la característica multibanda, se verifica que se produce un aumento de las bandas de trabajo a medida que se aumenta el orden de iteración, tal como se puede observar en las gráficas del VSWR.

En la siguiente tabla 4.2 se resumen los datos recogidos en las gráficas de las simulaciones:

Modelos Simulados	$Z_{in} (\Omega)$	VSWR	$20 \cdot \log I $ (dB)	$G (\phi = 360^\circ, \theta)_{max}$ (dBi)	$G (\phi, \theta = 90^\circ)_{max}$ (dBi)
HCFA2_DIM	207+j239	16,08	-1,11	1,96	1,89
HCFA2_OPT	83-j21,4	1,79	-10,9	1	1,13
HCFA3_DIM	52,6+j246	25,01	-0,69	1,74	2,52
HCFA3_OPT	23,8+j3,16	2,11	-8,94	1,48	1,84
HCFA4_DIM	22+j83,9	9	-1,94	-0,4	-1,08
HCFA4_OPT	17,9+j40,4	4,77	-3,69	-0,9	-1,26

Tabla 4.1 Resumen de datos de simulación.

4.6 Construcción de los prototipos

Se han construido tres antenas prototipos correspondientes a los modelos optimizados para orden de iteración 2, 3 y 4 simulados en el apartado 4.5. Estas antenas se han denominado HCFA2_O900, HCFA3_O900 y HCFA4_O900 respectivamente.

Para la realización de los fotolitos se ha utilizado el programa EAGLE en su versión 4.16r2, y más concretamente, la aplicación para creación de placas PCB que incluye este software [22].

El dibujo de las diferentes antenas en el programa se ha basado en el ajuste del valor del “grid” (rejilla) a la distancia de diseño, simplificando la implementación (figura 4.21). El “width” (ancho) de la pista se ha fijado a 1 mm.

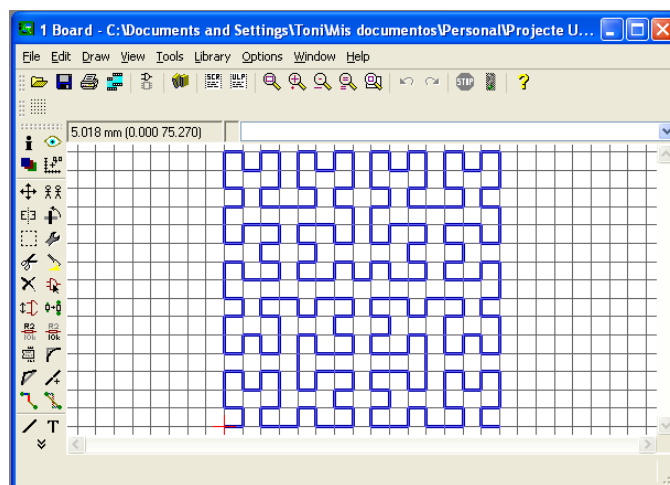


Fig. 4.23 Captura editada de la aplicación de creación de placas del programa EAGLE en la que se aprecia el diseño correspondiente a la antena HCFA4_OPT900.

Una vez obtenidos los fotolitos (ver anexo VI) se han fabricado las placas mediante proceso de insolación en el laboratorio del STL de la EPSEVG-UPC.

Las placas utilizadas para la creación de los PCB son placas positivas a una cara con sustrato de tipo FR4 y sus características se presentan en el anexo IV.

En cada antena se han incorporado dos puntos de alimentación mediante sendos zócalos situados de forma simétrica a 2 mm de distancia respecto a la mediatriz del segmento central tal como puede observarse en la fotografía 4.1:



Fot. 4.1 Detalle de los zócalos utilizados como punto de alimentación para los prototipos construidos.

4.7 Mediciones de los prototipos

La verificación y validación global del proceso de diseño así como de los resultados de las simulaciones, culminará con la medición de los prototipos en el laboratorio y la obtención de datos físicos reales.

Los prototipos han sido sometidos a dos procesos de medición diferenciados. Por un lado, se analizan sus parámetros de adaptación en el analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A para obtener los valores de las características de impedancia y de la relación de onda estacionaria.

Por otro lado, mediante el uso de un transmisor y la fijación de la antena en una plantilla de grados, se mide el diagrama de radiación de la antena.

Las condiciones de medida no son ideales puesto que sería necesario el uso de una cámara anecoica para eliminar las interferencias del medio así como reducir los efectos de las reflexiones producidas por los obstáculos existentes en las ubicaciones de medida.

Las cámaras anecoicas de radiofrecuencia, son recintos con un blindaje metálico en sus paredes, similar al que presenta una jaula de Faraday, y forradas con material absorbente de radiofrecuencia en su interior a fin de aislar de interferencias externas y simular condiciones de espacio libre en su interior [25].

Ante la imposibilidad de realizar la medición en una cámara anecoica, se ha utilizado un material absorbente enriquecido con polvo de ferrita (fotografía 4.2) para ambos tipos de mediciones. Los resultados de las medidas con y sin material se discuten más adelante.



Fot. 4.2 Material absorbente utilizado en las mediciones de los prototipos construidos.

4.7.1 Construcción de Baluns

Un balun es un dispositivo sencillo que interconecta un *sistema asimétrico* como una línea coaxial, con un *sistema simétrico* como lo es el dipolo [16].

Si conectamos el dipolo a la línea coaxial sin intercalar el balun, se produce una diferencia de corrientes en los brazos del dipolo que provoca la circulación de una corriente a tierra por la malla del coaxial. El desequilibrio de corrientes en los brazos del dipolo introduce anomalías en el diagrama de radiación y en la impedancia de entrada.

Una de las soluciones al problema de la simetrización consiste en conseguir dos puntos de alimentación al mismo potencial respecto a tierra desfasados entre sí 180°.

Con el uso de una línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ se consigue este efecto. Para obtener una relación de impedancias de 1:1, introducimos una línea de $\lambda/4$ para transformar la impedancia y usamos el mismo tipo de cable para toda la estructura, tal como puede observarse en la siguiente figura 4.22 [16]:

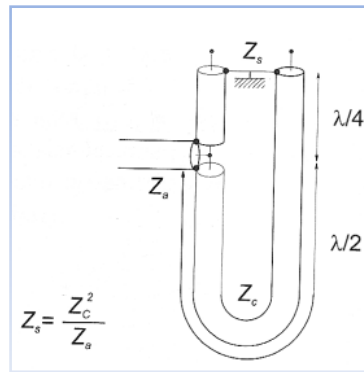


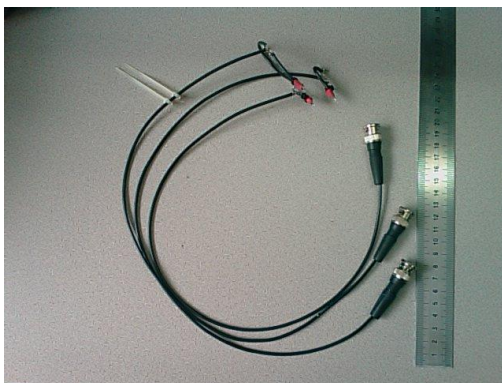
Fig. 4.22 Esquema del balun.

Se han fabricado tres baluns diseñados para cada una de las frecuencias de trabajo, esto es: 0,9 GHz, 1,8 GHz y 2,4 GHz.

El cable elegido para la realización de los baluns es RG-174, de menor diámetro que el típico RG-59 y más flexible. Estas características lo hacen más adecuado para este tipo de construcciones en alta frecuencia debido a las pequeñas dimensiones que presentarán las estructuras finales, especialmente las de 1,8 GHz y 2,4 GHz. El tipo de conector utilizado en la construcción de los baluns, es el BNC para RG-174. Las características de del cable RG174 y de los conectores BNC se adjuntan al final de la memoria, en el anexo IV.

Para evitar efectos indeseados a alta frecuencia, se ha dedicado especial atención a la soldadura de los baluns.

Las fotografías 4.3 y 4.4 muestran los baluns fabricados.



Fot. 4.3 Vista de los baluns contruidos para $f = 0,9$ GHz, $f = 1,8$ GHz y $f = 2,4$ GHz



Fot. 4.4 Detalle del balun fabricado para $f = 0,9$ GHz. Se observa el punto de soldadura entre vivos y mallas relativos a las dos distancias de cable ($\lambda/2$ y $\lambda/4$), y el latiguillo de conexión.

En la tabla 4.2 se presentan las longitudes relativas a los baluns fabricados, para cada frecuencia de trabajo, halladas mediante la fórmula 1.1 teniendo en cuenta que la velocidad de propagación en el cable RG-174 es un 66 % de c , es decir, $1,98 \cdot 10^8$ m/s.

F (GHz)	λ (mm)	$\lambda/2$ (mm)	$\lambda/4$ (mm)
0,9	220	110	55
1,8	110	55	27,5
2,4	82,5	41,25	20,625

Tabla 4.2 Distancias relativas a la longitud de onda para la construcción de los baluns.

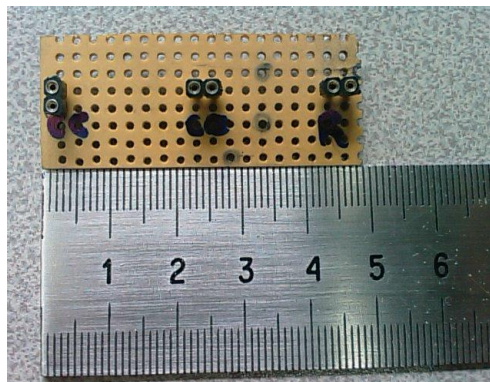
4.7.2 Calibración del analizador de redes vectorial

Para la realización de medidas en reflexión, se ha utilizado el analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A ubicado en el laboratorio L-106 de la EPSEVG.

Cualquier proceso de medida implica la calibración previa del analizador. Mediante este procedimiento se corrige el error sistemático de la medida.

Para evitar soldar los baluns en las antenas y acelerar las calibraciones y la obtención de medidas, se ha construido un kit de calibración con conectores idénticos a los de las antenas a medir para asimilarlos en la mayor medida posible, a las conexiones de los puntos de alimentación incorporados en las antenas (fotografía 4.3)

Este kit proporciona las tres conexiones requeridas en el proceso de calibración: circuito abierto, cortocircuito y carga de 50Ω .



Fot. 4.5 Detalle del cal-kit utilizado en la calibración del analizador de redes vectorial.

El analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A permite configurar el tipo de conector a utilizar para acoplar el instrumento con el dispositivo que se pretende medir de manera que la calibración sea más precisa. Puesto que los zócalos usados no se corresponden con ninguno de los tipos de conector predefinidos en la memoria del analizador, se ha procedido a configurar un conector personalizado.

Para efectuar dicha configuración, se han tomado como base los parámetros del conector más pequeño predefinido en el instrumento: el “SMA male or 3,5 mm” (SMA macho ó 3,5 mm).

Estos parámetros son *Open* y *Short*, (que hacen referencia a la longitud eléctrica para el circuito abierto y el cortocircuito respectivamente), C0, C1, C2 y C3.

Se ha advertido que si se aumenta el valor del parámetro Short, el cortocircuito se desplazaba hacia la derecha en la circunferencia $R=0$ de la carta de Smith, aumentando de valor. Para el caso del circuito abierto, si se aumenta el valor del parámetro Open, también se produce un desplazamiento hacia la derecha en la circunferencia $R=0$ y por tanto, disminuye de valor.

Sucesivas pruebas de modificación de los parámetros Open y Short, han resultado en una calibración prácticamente perfecta para las frecuencias 0,9 GHz y 1,8 GHz, y muy buena para 2,4 GHz.

En la tabla 4.4 se presentan los valores de los coeficientes para el conector predefinido que se ha tomado como punto de partida y el conector personalizado que se ha configurado.

	Open (mm)	Short (mm)	C0	C1	C2	C3
SMA/3,5 mm	5	5	$23 \cdot 10^{-15}$	$-550 \cdot 10^{-27}$	$10 \cdot 10^{-35}$	$0,7 \cdot 10^{-45}$
Personalizado	0	0	$23 \cdot 10^{-15}$	$-550 \cdot 10^{-27}$	$10 \cdot 10^{-35}$	$0,7 \cdot 10^{-45}$

Tabla 4.4 Comparativa entre los parámetros de calibración del conector SMA/3,5mm y el conector configurado.

4.7.3 Medidas en reflexión

Para la realización de las medidas en reflexión se ha situado la antena de forma horizontal, conectándola al instrumento de medida mediante el balun apropiado para cada una de las frecuencias de trabajo a medir.

A continuación se presentan las medidas obtenidas de cada una de las antenas prototipo para $f = 0,9$ GHz con y sin el uso de material absorbente. En el anexo V se adjuntan las capturas de pantalla realizadas mediante el analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A.

4.7.3.1 Antena HCFA2_OPT900

En las tablas 4.4, 4.5 se muestran respectivamente las medidas de adaptación de la antena HCFA2_OPT900 realizadas sin la presencia material absorbente y con la antena ubicada en el interior de dicho material.

F (MHz)	$Z_{in} (\Omega)$	20·log ρ (dB)	VSWR
900	62,41+j166,36	-1,61	10,76
714,72	81,85+j10,89	-10,32	1,86

Tabla 4.4 Medidas en reflexión de la antena HCFA2_OPT900 efectuadas sin material absorbente.

F (MHz)	$Z_{in} (\Omega)$	20·log ρ (dB)	VSWR
900	79,64+j206,59	-1,38	12,57
711,45	107,53+j28,92	-8,04	2,31

Tabla 4.5 Medidas en reflexión de la antena HCFA2_OPT900 efectuadas con material absorbente.

4.7.3.2 Antena HCFA3_OPT900

En las tablas 4.6, 4.7 se muestran respectivamente las medidas de adaptación de la antena HCFA3_OPT900 realizadas sin la presencia material absorbente y con la antena ubicada en el interior de dicho material.

F (MHz)	$Z_{in} (\Omega)$	20·log ρ (dB)	VSWR
900	53,21-j22,36	-8,99	2,07
938,36	45,87+j7,75	-16,08	1,37

Tabla 4.6 Medidas en reflexión de la antena HCFA3_OPT900 efectuadas sin material absorbente.

F (MHz)	$Z_{in} (\Omega)$	20·log ρ (dB)	VSWR
900	92,67-j36,95	-8,31	2,24
940,11	47,26-j3,28	-27,37	1,08

Tabla 4.7 Medidas en reflexión de la antena HCFA3_OPT900 efectuadas con material absorbente.

4.7.3.3 Antena HCFA4_OPT900

En las tablas 4.8, 4.9 se muestran respectivamente las medidas de adaptación de la antena HCFA4_OPT900 realizadas sin la presencia material absorbente y con la antena ubicada en el interior de dicho material.

F (GHz)	$Z_{in} (\Omega)$	$20 \cdot \log \rho $ (dB)	VSWR
900	53,59+j114,5	-2,58	6,76
850,54	63,87+j7,48	-17,24	1,33

Tabla 4.8 Medidas en reflexión de la antena HCFA4_OPT900 efectuadas sin material absorbente.

F (GHz)	$Z_{in} (\Omega)$	$20 \cdot \log \rho $ (dB)	VSWR
900	51,23+j123,32	-2,23	7,83
848,36	72,72+j14,50	-13,26	1,55

Tabla 4.9 Medidas en reflexión de la antena HCFA4_OPT900 efectuadas con material absorbente.

4.7.3.4 Discusión de medidas en reflexión

En este apartado se trata la diferencia existente entre los datos propuestos por las simulaciones realizadas y los resultados obtenidos mediante medición. Uno de los problemas más habituales del diseño de antenas es obtener desplazamientos de varios MHz en las frecuencias de trabajo al implementar el prototipo.

Tras realizar las medidas y compararlas con los datos de simulación recopilados en la tabla 4.1, se extraen diversas conclusiones que a continuación se discuten.

En primer lugar, cabe destacar que la respuesta frecuencial de la antena HCFA2_OPT900 no se corresponde con el modelo simulado HCFA2_OPT. Existe una desviación de aproximadamente -200 MHz en relación a la frecuencia de trabajo que se corresponden con un error relativo del 22%. Tras inspeccionar el prototipo y no observar ningún defecto de fabricación se revisa la simulación, el modelo y el dimensionado. Se verifica que todos los procedimientos son correctos y se concluye que puede existir un error de simulación del modelo por parte del programa 4NEC2.

Para la antena HCFA3_OPT900, la desviación es de +40,11 MHz y por tanto el error relativo es del 4,45 %, manteniéndose en un rango aceptable.

Obtenemos resultados similares para la antena HCFA4_OPT900. La desviación de la frecuencia de trabajo es de -48,36 MHz que se corresponde con un error relativo del 5,37 %.

En cuanto a los valores del módulo del coeficiente de reflexión en dB. Los resultados de las mediciones indican una substancial mejora respecto a los valores proporcionados por la simulación. En las tablas 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9 se observa como los datos relativos a dicho coeficiente para los prototipos HCFA3_OPT900 y HCA4_OPT900 están por debajo de -10dB, que es la referencia de adaptación, mientras que en las simulaciones ningún modelo se acercaba a esta referencia tal como se aprecia en la tabla 4.1.

En último lugar, es interesante comentar la influencia del uso del material absorbente. Tal como muestran los datos recopilados en las tablas 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9, y a la vista de las mínimas diferencias existentes entre los valores medidos con y sin el mencionado material, podemos afirmar que para las medidas de adaptación la presencia del material absorbente no ha sido crítica.

4.7.4 Medida del diagrama de radiación

La medida del diagrama de radiación se ha realizado en dos ubicaciones distintas, en el interior del laboratorio L-107 y en el tejado de la EPSEVG-UPC.

4.7.4.1 Medida del diagrama de radiación en el laboratorio L-107

En esta ubicación, se ha utilizado como transmisor el analizador de redes vectorial HP-8712C al que se le ha conectado una antena de telefonía móvil GSM, KATHREIN 730-368, mediante un cable coaxial RG-58 de 3,5 m de longitud con conectores BNC en sus extremos.

Para el conjunto receptor se colocan los prototipos en la plantilla de grados, y se conectan al analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A, que se ha configurado para trabajar como analizador de espectros, mediante el balun pertinente, un empalme BNC coaxial hembra-hembra, y un cable coaxial de 4,5 m de longitud con conectores BNC RG-174.

Con el fin de facilitar la sujeción de las antenas en la plantilla de grados, se ha construido una peana en “*porexspan*” (poliestireno expandido), también conocido como corcho blanco, que se ha fijado al extremo superior de la plantilla mediante bridas y cinta aislante.



Fot. 4.5 Detalle de la peana utilizada para sostener las antenas en la plantilla de grados.

Para obtener los diagramas de radiación, se han trasladado los datos de las mediciones a una hoja de cálculo Excel, puesto que este programa dispone de una potente herramienta para creación de gráficos.

Puesto que la antena HCFA2_900 no presentaba adaptación para la frecuencia de trabajo de 0,9 GHz, se ha descartado la medida de su diagrama de radiación.

A continuación, se presentan en las figuras 4.23a, 4.23b, 4.24a y 4.24b los diagramas de radiación horizontal y vertical para los prototipos HCFA3_OPT900 y HCFA4_OPT900 respectivamente, medidos en el laboratorio L-107.

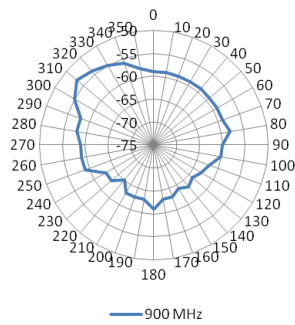


Fig. 4.23a Diagrama de radiación horizontal para la antena HCFA3_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

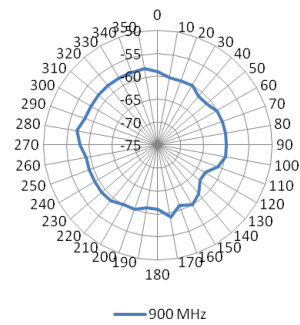


Fig. 4.23b Diagrama de radiación vertical para la antena HCFA3_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

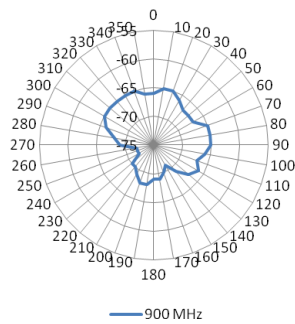


Fig. 4.24a Diagrama de radiación horizontal para la antena HCFA4_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

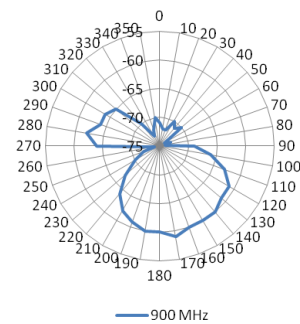
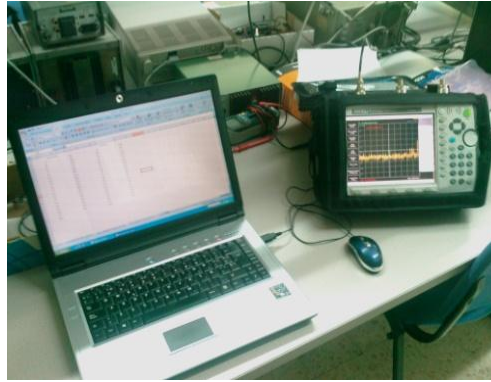


Fig. 4.24b Diagrama de radiación vertical para la antena HCFA4_OPT900, $f = 0,9$ GHz.



Fot. 4.6 Detalle del puesto de medición. Se observa el analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A funcionando como analizador de espectros.

4.7.4.2 Discusión de las medidas de diagrama de radiación en laboratorio L-107

El equipo transmisor se ha fijado a 900 MHz puesto que a en el entorno de los 930 - 940 MHz se han visualizado en el espectro señales procedentes de teléfonos móviles que podían desvirtuar las medidas.

Aunque se ha utilizado el material absorbente, es imposible eliminar las reflexiones que se originan en paredes y obstáculos como las estanterías y las mesas cuyo efecto se advierte en los diagramas presentados en las figuras 4.23a, 4.23b, 4.24a y 4.24b.

Las medidas de los diagramas de radiación dentro del laboratorio no son precisas pero representan una aproximación que sugiere un funcionamiento omnidireccional, especialmente para la HCFA3_OPT900, tal como indicaban las simulaciones realizadas.

4.7.4.3 Medida del diagrama de radiación en el tejado de la EPSEVG-UPC

Para efectuar la medida en el tejado, el equipo transmisor ha consistido en el analizador de espectros con generador de “tracking” (seguimiento) ROHDE & SCHWARZ FSL18 y la misma antena de telefonía móvil utilizada para la medida en el laboratorio L-107 conectados con el cable coaxial RG-58 de 3,5m de longitud utilizado en la anterior medida para la misma finalidad.

El grupo receptor no ha variado respecto el utilizado para la medida en el laboratorio L-107, a excepción de la ubicación.



Fot. 4.7 Panorámica de la medida del diagrama de radiación en el tejado de la EPSEVG-UPC. Al fondo de la imagen se ha señalado la posición de la antena transmisora con una elipse en color negro. En primer plano se aprecia la plantilla de grados con uno de los prototipos.

A continuación, se presentan en las figuras 4.25a, 4.25b, 4.26a y 4.26b los diagramas de radiación horizontal y vertical para los prototipos HCFA3_OPT900 y HCFA4_OPT900 respectivamente, medidos en el tejado.

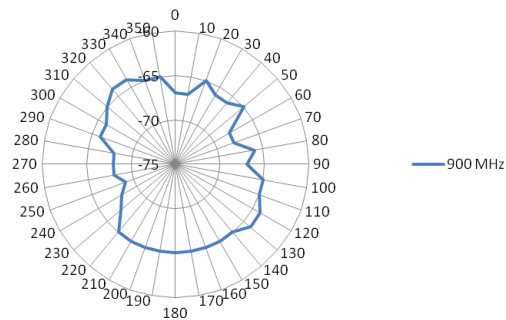


Fig. 4.25a Diagrama de radiación horizontal para la antena HCFA3_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

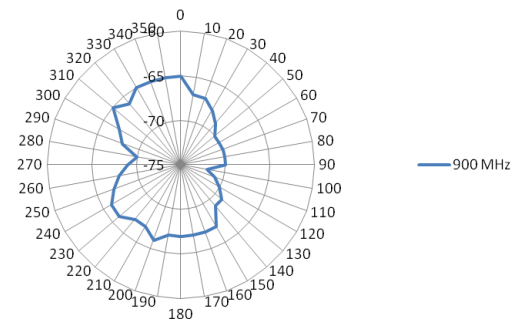


Fig. 4.25b Diagrama de radiación vertical para la antena HCFA3_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

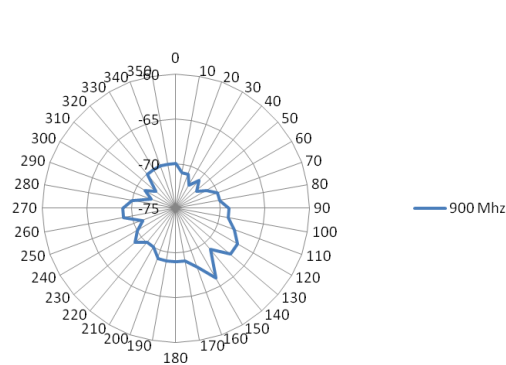


Fig. 4.26a Diagrama de radiación horizontal para la antena HCFA4_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

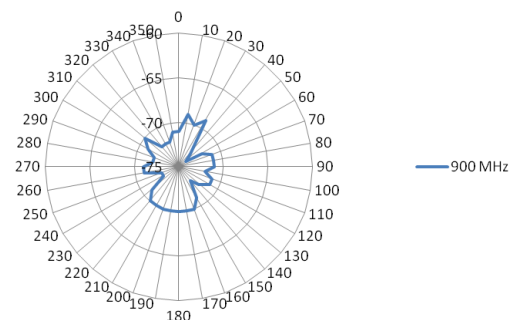


Fig. 4.26b Diagrama de radiación vertical para la antena HCFA4_OPT900, $f = 0,9$ GHz.

4.7.4.4 Discusión de las medidas del diagrama de radiación realizadas en el tejado

Aunque los diagramas de radiación se han obtenido mediante el mismo sistema de medida a excepción de la variación del equipo emisor de RF y la ubicación, la variación es importante en relación a los diagramas obtenidos en la medida en el laboratorio L-107, tal como se observa comparando por un lado las figuras 4.23a y 4.23b con 4.25a y 4.25b relativas a la antena HCFA3_OPT900, y por otro lado las figuras 4.24a y 4.24b con 4.26a y 4.26b referentes a la antena HCFA4_OPT900.

Esta variación en el aspecto de los diagramas se debe a las reflexiones que tienen lugar en el interior del laboratorio y que se suman y restan de manera difícilmente predecible a la potencia recibida por la antena en todas las direcciones de radiación. En el tejado, la mayoría de estos efectos desaparecen debido a la baja presencia de obstáculos. Aún así, existen reflexiones que tergiversan las medidas respecto del diagrama de radiación real.

Se ha utilizado el material absorbente para eliminar las reflexiones procedentes del margen del tejado, tal como se observa en la fotografía 4.9.

4.7.5 Cálculo de la ganancia de los prototipos

El cálculo de la ganancia se realiza por comparación con dipolos patrón en $\lambda/2$. Se han construido tres dipolos denominados DIP900, DIP1800, DIP2400 que se corresponden con las frecuencias de resonancia 0,9 GHz, 1,8 GHz y 2,4 GHz respectivamente.

Los brazos de los dipolos se han construido en hilo macizo recubierto en funda de plástico, de 80 mm de diámetro interior.

En la tabla 4.10 se muestran las distancias utilizadas para el dimensionado de los brazos de cada uno de los dipolos.

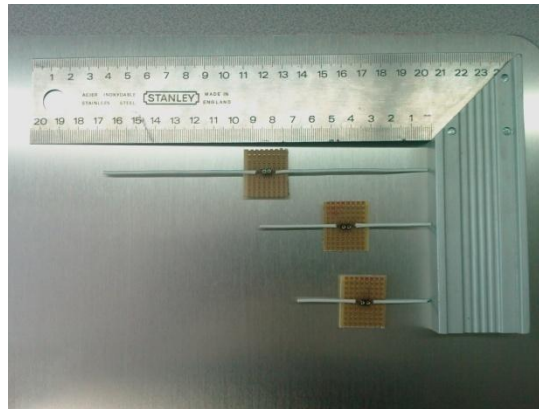
F (GHz)	λ (mm)	$\lambda/2$ (mm)	$\lambda/4$ (mm)
0,9	330	166,5	83,25
1,8	166,5	83,25	41,62
2,4	125	62,5	31,25

Tabla 4.10 Distancias relativas a la longitud de onda para el tamaño de los brazos de los dipolos patrón.

Una vez cortados, los brazos se han soldado a una placa de baquelita con perforaciones estañadas. Como conectores, se han utilizado zócalos idénticos a los de los prototipos HCFA2_OPT900, HCFA3_OPT900 y HCFA4_OPT900.

A continuación, los dipolos se han sometido a medidas de adaptación, utilizando los baluns para conectarlos al analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A.

Se ha realizado un ajuste empírico de la medida de los brazos, efectuando recortes muy pequeños con los alicates hasta lograr un valor del módulo del coeficiente de reflexión por debajo de -10 dB en la frecuencia de trabajo de cada uno de los dipolos.



Fot. 4.8 Vista de los dipolos construidos. De Arriba a abajo: DIP900, DIP1800 y DIP2400.

Puesto que la impedancia de entrada de un dipolo en $\lambda/2$ es de aproximadamente 75Ω , se produce una desadaptación al conectarlo al analizador. El valor en dB de dicha desadaptación se puede calcular mediante la resolución del problema de la figura 4.26, donde debemos hallar la relación P_1/P_2 :

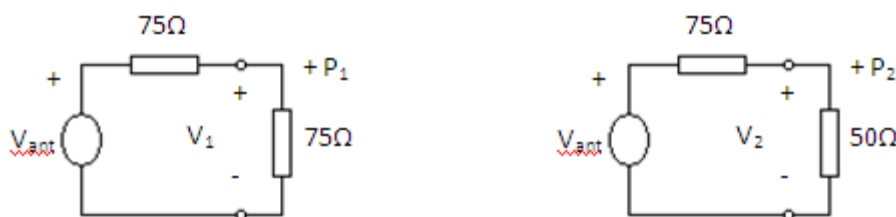


Fig. 4.25b Planteamiento del programa de desadaptación.

Sabemos que:

$$P_1 = \frac{V_1^2}{50} \quad (4.1)$$

$$V_1 = V_{ant} \frac{50}{50 + 75} \quad (4.2)$$

$$P_2 = \frac{V_2^2}{75} \quad (4.3)$$

$$V_2 = \frac{V_{ant}}{2} \quad (4.4)$$

Entonces, dividiendo P_1 y P_2 y substituyendo, obtenemos la expresión 4.5 que es la solución al problema:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{\left(V_{ant} \frac{50}{50 + 75}\right)^2 / 50}{\left(\frac{V_{ant}}{2}\right)^2 / 75} = 0,96 \rightarrow \left.\frac{P_1}{P_2}\right|_{dB} = 10 \log(0,96) = -0,18 dB \quad (4.5)$$

A la vista del resultado se puede afirmar que siempre que las cargas sean puramente resistivas, la desadaptación para una conexión del tipo $50 \Omega - 75 \Omega$ no será crítica puesto que solo afectará en $-0,2 \text{ dB}$ a la potencia transmitida.

Del mismo modo que las medidas del diagrama de radiación, la ganancia de los prototipos se ha calculado para las dos ubicaciones, el interior del laboratorio L-107 y el tejado de la EPSEVG.

Para la realización de la medida de la ganancia de los dipolos se ha utilizado el mismo sistema transmisión-recepción que para la medida del diagrama de radiación de los prototipos, en cada una de las dos ubicaciones.

Fijamos los dipolos a la peana de porexpan en la plantilla de grados y los conectamos al balun pertinente en función de la frecuencia de trabajo de los mismos, prestando especial atención a la situación de los dipolos patrones ya que su posición debe coincidir con la de las antenas para que el cálculo de la ganancia sea lo más fidedigno posible.

En las tablas 4.11, 4.12, 4.13 se muestra la potencia recibida en la dirección de máxima radiación de los dipolos DIP900, DIP1800 y DIP2400 respectivamente para cada una de las dos ubicaciones de medida.

DIP900 ($f = 0,9$ GHz)	Laboratorio L-107	Tejado
P_{\max} recibida (dBm)	-55	-65

Tabla 4.10 Potencia recibida en dBm a $f = 0,9$ GHz por el dipolo DIP900, en las dos ubicaciones de medida especificadas.

DIP1800 ($f = 1,8$ GHz)	Laboratorio L-107	Tejado
P_{\max} recibida (dBm)	-77	-85

Tabla 4.11 Potencia recibida en dBm a $f = 1,8$ GHz por el dipolo DIP1800, en las dos ubicaciones de medida especificadas.

DIP2400 ($f = 2,4$ GHz)	Laboratorio L-107	Tejado
P_{\max} recibida (dBm)	-89	-91

Tabla 4.12 Potencia recibida en dBm a $f = 2,4$ GHz por el dipolo DIP2400, en las dos ubicaciones de medida especificadas.

El cálculo de la ganancia de los prototipos respecto al dipolo patrón, se realiza sumando a la directividad del dipolo patrón (tablas 4.10, 4.11 y 4.12), la directividad del prototipo (ambas en la dirección de máxima radiación), restando el factor de desadaptación y sabiendo que la ganancia para un dipolo en $\lambda/2$ es de aproximadamente 2 dB.



Fot 4.9 Puesto de medida en el tejado. Se observan la plantilla de grados, el material absorbente y el analizador de espectros ANRITSU MS2036A

4.7.5.1 Cálculo de la ganancia de la HCFA3_OPT900 por comparación

En la tabla 4.13 se presenta la ganancia de la antena prototipo HCFA3_OPT900 referenciada al dipolo patrón DIP900 y calculada para las dos ubicaciones.

HCFA3_OPT900	P_{\max} recibida (dBm)	G (dB)
Laboratorio L-107	-53	2+2-0,2≈3,8 dB
Tejado	-64	2+1-0,2≈2,8 dB

Tabla 4.13 Ganancia de la antena HCFA3_OPT900 calculada por comparación con el dipolo en $\lambda/2$ DIP900.

4.7.5.2 Cálculo de la ganancia de la HCFA4_OPT900 por comparación

En la tabla 4.14 se presenta la ganancia de la antena prototipo HCFA4_OPT900 referenciada al dipolo patrón DIP900 y calculada para las dos ubicaciones.

HCFA4_OPT900	P_{\max} recibida (dBm)	G (dB)
Laboratorio L-107	-59	2-4-0,2≈-2,2 dB
Tejado	-68	2-3-0,2≈-1,2 dB

Tabla 4.14 Ganancia de la antena HCFA4_OPT900 calculada por comparación con el dipolo en $\lambda/2$ DIP900.

4.7.5.3 Discusión del cálculo de la ganancia por comparación

En este apartado se discuten los datos de ganancia para las antenas HCFA3_OPT900 y HCFA4_OPT900, obtenidos mediante cálculo comparativo respecto al dipolo patrón DIP900.

En función de los resultados que se plasman en las tablas 4.13 y 4.14, y comparando dichos valores de ganancia con los que se recogen en la tabla 4.1, tabla resumen de datos de simulación, podemos afirmar que, para el caso de la antena HCFA3_OPT900, los valores de ganancia prácticamente coinciden con los propuestos en la simulación. Por lo que respecta a la HCFA4_OPT900, la ganancia se aleja 1 dB del valor simulado.

Tomando las medidas efectuadas en el tejado como referencia, se aprecia un mejor comportamiento, en lo que a la característica de ganancia se refiere, de la antena HCFA4_OPT900 frente a la antena HCFA3_OPT900, siendo la primera aproximadamente 1,6 dB mejor que la última.

4.7.6 Problemas en las medidas

El diseño de una antena entraña importantes problemas debido a su complejidad y la medición es sin duda uno de los inconvenientes a salvar.

Debido a la falta de medios, hay que destacar el bajo índice de repetitividad de las medidas, entendiendo este, como la diferencia existente entre los valores que se obtienen en sucesivas medidas de la misma característica.

Este factor es especialmente bajo en las medidas del diagrama de radiación, donde el efecto de las reflexiones, las condiciones climáticas y la resolución de los instrumentos hacen fluctuar los valores que se obtienen en cada una de las direcciones de radiación.

En las medidas de adaptación, pequeñas imprecisiones en el ajuste de las calibraciones afectan a los valores obtenidos, aunque el índice de repetitividad es mucho mayor que para las mediciones del diagrama de radiación.

El uso del balun para la frecuencia de trabajo de 0,9 GHz, ha conllevado al inicio ciertos problemas en las primeras medidas. El balun ha resultado tornarse un elemento radiante y producir un pico de resonancia eventual entorno a 1,1 GHz. Esta resonancia pudo vincularse al balun realizando un cortocircuito entre vivo y malla en el punto de soldadura (fotografía 4.4) y observando que prácticamente desaparecía el pico de resonancia en la frecuencia indicada.

En las sucesivas medidas para la frecuencia de trabajo, la ventana se situó entre las frecuencias de 700 MHz y 1 GHz con el fin de evitar dicho efecto.

CAPÍTULO 5. OPTIMIZACIÓN Y DISEÑO DEFINITIVO.

Este capítulo de la memoria presenta, en primer lugar, el estudio y el análisis del proceso de optimización utilizado para dimensionar un modelo de HCFA (Hilbert curve Fractal Antenna) que se ajuste a los requisitos de diseño; en segundo lugar, los resultados de las simulaciones efectuadas y por último las mediciones relativas al diseño definitivo de la aplicación práctica estipulada para este proyecto, y las discusiones que de estas se derivan.

5.1 Optimización manual y sintonía

Hasta el momento la optimización de las antenas presentadas se ha basado en el uso de variables que, introducidas en los archivos de descripción de los modelos informáticos, permitían aplicar un proceso matemático de mejora de las características de la antena.

En este apartado, se ha querido profundizar en el comportamiento de la geometría de la curva de Hilbert como antena fractal y se ha planteado el proceso de optimización desde otra perspectiva.

Con esta meta, se ha sometido a las curvas de orden de iteración 2 y 3 a modificaciones manuales en sus geometrías. Estas variaciones consisten en aumentos y disminuciones de las dimensiones en segmentos de su estructura respecto a la distancia de diseño.

Las modificaciones han generado multitud de modelos modificados que se han simulado y analizado para estudiar la existencia de alguna lógica o coherencia en los efectos de las variaciones sobre el comportamiento de la antena y en especial, en su respuesta frecuencial.

Resulta evidente pensar que si se pueden establecer patrones de comportamiento, se podrán realizar modificaciones no aleatorias en la estructura de la antena que permitan ajustar su funcionamiento a las necesidades establecidas.

A continuación se presentan los resultados de este estudio para las antenas HCFA de orden 2 y de orden 3. Se ha desestimado realizar el proceso en la antena de orden 4 debido a la complejidad que entraña su estructura y suponiendo que las conclusiones obtenidas en el estudio de las otras dos podrán extrapolarse a cualquier orden de iteración.

En adelante se denominarán los segmentos de las curvas con la numeración asignada a las estructuras wire en los archivos de los modelos para el programa 4NEC2. Es decir, el primer segmento de la curva, que se corresponde con el wire número 1, se denominará segmento 1, etc.

5.1.1 Variación y simulación en la Hilbert curve fractal antenna de orden 2

Se toma como modelo base el generado a partir del archivo HCFA2_PARAM con distancia de diseño $d = 29,21$ mm y $b = 1$ mm. Las frecuencias de resonancia que se desprenden del comportamiento de este modelo en el entorno de trabajo de las especificaciones son $F1 = 0,945$ GHz, $F2 = 1,8$ GHz y $F3 = 2,65$ GHz.

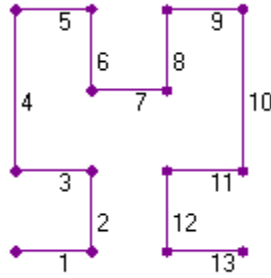


Fig. 5.1 Identificación de los segmentos de la curva de Hilbert de orden 2. La numeración es la misma que para las estructuras wire del programa 4NEC2.

En la siguiente tabla resumen 5.1 se presentan los valores que adoptan dichas frecuencias (en GHz) tras aplicar algunas de las modificaciones más relevantes:

Modificación	F1	F2	F3	Notas
Reduc. 25% seg. 4 y 10	1,17	1,9	2,77	
Reduc. 50% seg. 4 y 10	0,9	-	-	Desaparece característica multibanda
Aumto. 25% seg. 4 y 10	1,04	1,67	2,3	
Aumto. 75% seg. 4 y 10	0,93	1,48	2,67	Aparece resonancia para $f = 2,03$
Reduc. 25% seg. 2 y 12	1,14	1,84	2,53	
Aumto. 25% seg. 2 y 12	1,07	1,72	2,43	
Aumto. 50% seg. 2 y 12	1,04	1,65	2,35	
Aumto. 75% seg. 2 y 12	1,01	1,61	2,32	
Reduc. 25% seg. 1,3,5,9,11,13	0,5	1,35	2,19	
Aumto. 25% seg. 1,3,5,9,11,13	1,01	1,62	2,29	

Tabla 5.1 Tabla de efectos de las variaciones para la curva de Hilbert de orden 2

De forma general, si se reduce la distancia total de la curva aumenta el valor de las frecuencias de trabajo y que si se aumenta dicha distancia el valor de las frecuencias disminuye, pero esto no es absolutamente cierto y que existen numerosas excepciones, en especial, cuando se modifica un número elevado de segmentos.

Se verifica que el aumento o reducción en uno o varios segmentos no afectan a una única banda de frecuencia, sino que varían todo el espectro aunque no en el mismo grado. Para la banda de F1 el orden de variación se sitúa alrededor de los 50 MHz, mientras que para las bandas más altas del espectro, F2 y F3, la variación es algo mayor y comprende un orden de unos 150-200 MHz.

Si se aplican diversas variaciones de las descritas se verifica que el comportamiento resultante no es lineal, no obstante se aprecia que cuanto mayor es el número de segmentos modificados, mayor es el desplazamiento obtenido en el espectro de frecuencia.

Las modificaciones en los segmentos afectan en gran medida a la estabilidad del diagrama de radiación, degenerando su característica omnidireccional (figura 5.2).

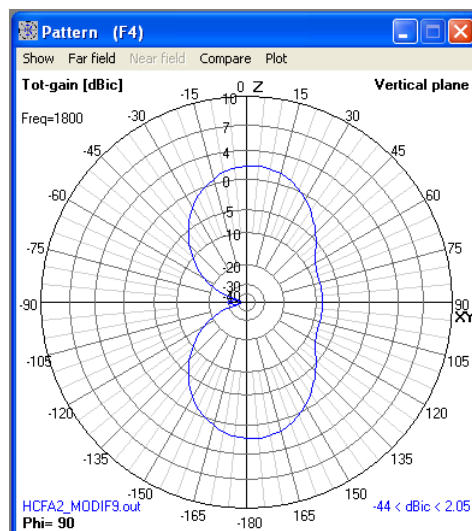


Fig. 5.2 Vista del diagrama de radiación degenerado para la modificación de aumento en un 50% de los segmentos 2 y 12

5.1.2 Variación y simulación en la Hilbert curve fractal antenna de orden 3

Se toma como modelo base el generado a partir del archivo HCFA3_PARAM con distancia de diseño $d = 10,48$ mm y $b = 1$ mm. Las frecuencias de resonancia que se desprenden del comportamiento de este modelo en el entorno de trabajo de las especificaciones son $F1 = 0,9$ GHz, $F2 = 1,33$ GHz, $F3 = 1,89$ GHz y $F4 = 2,76$ GHz.

En base a las conclusiones obtenidas para las variaciones en la HCFA2, las modificaciones que se realizarán en este apartado se aplicarán sobre un modelo

optimizado para $f = 900$ GHz, puesto que las variaciones en los segmentos afectan en menor grado a esta banda de trabajo.

Las modificaciones a realizar se basarán únicamente en aumentos puesto que la reducción de segmentos deriva en un desplazamiento hacia la derecha de las bandas de trabajo en el espectro de frecuencia. Este efecto no es el deseado a priori, ya que como objetivo secundario, trataremos de ajustar $F_4 = 2,4$ GHz, y por tanto se debe realizar un desplazamiento hacia la izquierda en el espectro, es decir, disminuir la frecuencia de trabajo para esa banda.

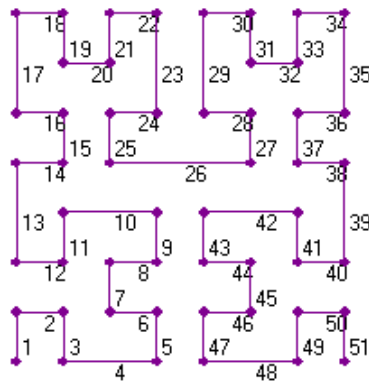


Fig. 5.3 Identificación de los segmentos de la curva de Hilbert de orden 3. La numeración es la misma que para las estructuras wire del programa 4NEC2

En las tablas resumen 5.2, 5.3 y 5.4, se presentan los valores que adoptan dichas frecuencias (en GHz) tras aplicar las modificaciones que se especifican:

- Variaciones verticales

Modificación	F1	F2	F3	F4	Notas
Aumeto. 50% seg. 17,23,29,35	0,82	1,24	1,75	2,69	
Aumeto. 50% seg. 17 y 23	0,87	1,29	1,83	2,73	
Aumto. 50% seg. 29 y 35	0,87	1,29	1,83	2,73	Igual a la variación anterior
Aumto. 50% seg. 15,25,27,37	0,86	1,27	1,8	2,72	
Aumto. 50% seg. 13 y 39	0,87	1,3	1,8	2,75	
Aumto. 50% seg. 7 y 45	0,89	1,33	1,87	2,62	
Aumto. 50% seg. 1,3,5,47,49,51	0,86	1,26	1,8	2,56	

Tabla 5.2 Tabla de efectos de las variaciones verticales sobre las frecuencias de trabajo en GHz, para la curva de Hilbert de orden 3

- Variaciones horizontales

Modificación	F1	F2	F3	F4	Notas
Aumto. 50% seg. 26	0,87	1,31	1,89	2,76	
Aumto. 50% seg. 2,12,14,16,18	-	-	-	-	Desestabilización bandas. Aumento desmesurado del VSWR
Aumto. 50% seg. 34,36,38,40,50	-	-	-	-	Igual a la variación anterior

Tabla 5.3 Tabla de efectos de las variaciones horizontales sobre las frecuencias de trabajo en GHz, para la curva de Hilbert de orden 3

- Variaciones internas

Modificación	F1	F2	F3	F4	Notas
Aumto. 25% seg. 19,21,31,33	0,89	1,32	1,87	2,72	Reducción del VSWR
Aumto. 25% seg. 6,8,44,46	0,89	1,32	1,86	2,66	

Tabla 5.4 Tabla de efectos de las variaciones internas sobre las frecuencias de trabajo en GHz, para la curva de Hilbert de orden 3

En grandes términos, se verifica que las conclusiones extraídas del estudio de variaciones para la HCFA2 son también válidas para la HCFA3.

Se comprueba que si se toma el eje de simetría de la curva, que cruza el segmento unión donde se ubica el punto de alimentación añadido para las simulaciones, cualquier variación realizada en el semiplano izquierdo tiene el mismo efecto sobre el espectro de frecuencia que su variación complementaria en el semiplano derecho.

5.1.3 Conclusiones sobre la variación manual de segmentos

A la vista de los resultados plasmados en los apartados 5.1.1 y 5.1.2, el intento por trazar una hipótesis de funcionamiento que permita prever el comportamiento frecuencial de la curva sujeta a pequeñas variaciones en su estructura básica se ve frustrado por la afectación que sufre todo el espectro al realizar cualquier modificación.

De todos modos, a pesar de que no se han podido desarrollar unas herramientas teóricas que permitan ajustar de forma precisa el comportamiento de la

curva en determinadas frecuencias de trabajo, se contempla esta metodología como sistema para sintonizar, a muy pequeña escala, el comportamiento global de la curva.

5.2 Elección del orden de iteración para el diseño final

Tras los estudios, las simulaciones y las medidas realizadas en el capítulo 4 de esta memoria, se ha optado por realizar la implementación del diseño final con la curva de Hilbert de orden de iteración $n = 3$.

Las buenas prestaciones demostradas en las medidas así como la flexibilidad para realizar modificaciones en la curva, han propiciado seleccionar la HCFA de orden 3 como base para la optimización y el ajuste finales.

5.3 Optimización mediante algoritmos genéticos

Como continuación al estudio de optimización de la antena, y puesto que las modificaciones manuales no han proporcionado las soluciones de mejora de diseño esperadas, se ha optado por insistir en el sistema de optimización automático del programa de simulación.

Si bien en el capítulo 4 el método de optimización utilizado era el hill-climbing, en este capítulo se ha seleccionado la opción “*evolve*” (evolución). Este procedimiento, basado en algoritmos genéticos, produce generaciones de modelos que son evolucionados asignando a las variables de diseño, valores aleatorios pertenecientes a un rango establecido por el usuario. La solución final se encuentra por convergencia.

Las mayores desventajas del sistema de evolución son el tiempo de cálculo así como los recursos de memoria utilizados.

Este método de optimización proporciona mejores resultados respecto al sistema tradicional si se incluye más de una variable de diseño en el proceso. Así pues ha sido necesario modificar el archivo descriptivo para introducir otras variables que afecten a la estructura de la antena.

5.3.1 Modificación de la tabla auxiliar para doble parametrización

Para modificar el archivo descriptivo e introducir más variables en la geometría de la curva, recurrimos de nuevo a la creación de una nueva tabla auxiliar basada en las ya realizadas.

El problema que entraña esta modificación es el de poder referenciar todos los segmentos al origen de la curva. En la figura 5.4 se señalan las regiones que se han parametrizado y sus respectivas variables:

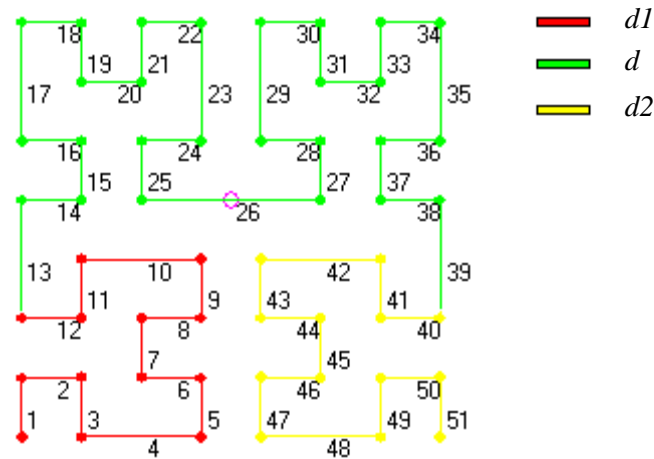


Fig. 5.4 Regiones parametrizadas y variables asignadas.

Para resolver el problema de la parametrización con más de una variable, manteniendo las coordenadas de los segmentos referenciadas al origen de la curva, se ha prestado especial interés a los puntos de unión entre las diferentes variables, esto es, en el nodo que une los segmentos 12 y 13, así como en el nodo que une los segmentos 39 y 40 (figura 5.4)

Puesto que los movimientos generan la curva desde el origen, se ha podido definir sin complicación una primera variable, $d1$, que corresponde a la distancia de diseño de los segmentos coloreados en rojo en la figura 5.1.

El nodo de unión del segmento 12 y 13 implica un cambio de variable como ya se ha mencionado. Este cambio se ha realizado como se indica en la siguiente tabla 5.5:

Nº Segmento	X1	Y1	X2	Y2
11	$x0+d1$	$y0+3*d1$	$x0+d1$	$y0+2*d1$
12	$x0+d1$	$y0+2*d1$	$x0$	$y0+2*d1$
13	$x0$	$y0+2*d1$	$x0$	$y0+4*d$
14	$x0$	$y0+4*d$	$x0+d$	$y0+4*d$
15	$x0$	$y0+4*d$	$x0+d$	$y0+4*d$

Tabla 5.5 Cambio de variable $d1$ a d .

El cambio es sencillo puesto que la coordenada X toma el valor de la coordenada origen, pero sobre todo debido a que la coordenada Y de inicio, Y1, del segmento 13 se puede definir mediante la variable $d1$ puesto que se corresponde con la coordenada final, Y2, del segmento 12. Nótese que la coordenada final del segmento 13, Y2, se define mediante la variable d , lo cual permite que las dos regiones se enlacen, proporcionando continuidad a la curva.

El enlace de la curva mediante el nodo que une los segmentos 39 y 40 es algo más complicado y se ha planteado como un problema geométrico. El cambio de variables se puede ver en la tabla 5.6:

Nº Segmento	X1	Y1	X2	Y2
38	$x0+6*d$	$y0+4*d$	$x0+7*d$	$y0+4*d$
39	$x0+7*d$	$y0+4*d$	$x0+7*d$	$y0+2*d2$
40	$x0+7*d$	$y0+2*d2$	$x0+7*d-d2$	$y0+2*d2$
41	$x0+7*d-d2$	$y0+2*d2$	$x0+7*d-d2$	$y0+3*d2$
42	$x0+7*d-d2$	$y0+3*d2$	$x0+7*d-3*d2$	$y0+3*d2$

Tabla 5.6 Cambio de variable d a $d2$.

La coordenada $Y2$ del segmento 39, incluye la variable $d2$ en su definición para garantizar la simetría de la región coloreada de amarillo en la figura 5.4.

En el segmento 40, se mantiene la coordenada Y del segmento 39 y es la coordenada X la que se desplaza en función de la siguiente solución:

$$\text{segmento 40} \rightarrow (X1, Y1) = (x0 + 7d, y0 + 2d2)$$

$$\text{segmento 40} \rightarrow (X2, Y2) = (P, y0 + 2d2)$$

$$x0 + 7d \rightarrow \text{movimiento normal } -d \rightarrow x0 + 6d$$

$$\text{si } d2 = d \rightarrow P = x0 + 6d$$

$$x0 + 7d \rightarrow \text{cambio variable } -d2 \rightarrow P$$

$$P = x0 + 7d - d2$$

Referenciamos todas las componentes X de la región a la componente P , que incluye de forma intrínseca la referencia al origen, de manera que la curva queda enlazada y mantiene la simetría.

La tabla modificada se ha guardado como fichero de entrada para el simulador con el nombre HCFA3_PARAM2.nec, que se presenta en el anexo III.

5.4 Diseño Final. Antena DEF1B

Una vez preparado el archivo de entrada para el programa 4NEC2, se procede a la realización del diseño definitivo de la antena fractal multibanda que se expone en este apartado.

5.4.1 Proceso de optimización y simulación

El método matemático de optimización por evolución genética es complejo. Sería necesaria una introducción básica a las reglas de la genética para explicar el funcionamiento del proceso en profundidad [21].

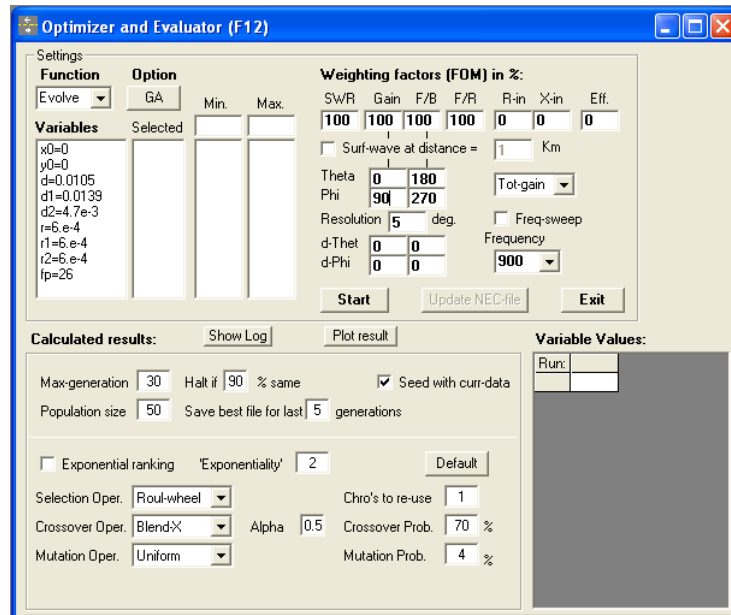


Fig. 5.5 Ventana de la herramienta de optimización evolve del programa 4NEC2.

El sistema de factores de peso para las 7 propiedades fundamentales se mantiene pero, como ya se ha comentado, varía el proceso matemático utilizado para hallar la solución óptima.

El procedimiento de optimización definitivo ha consistido en la consecución de una serie de fases que se detallan a continuación.

Atendiendo a la tabla 3.6 de dimensionado para la HCFA de orden 3 en función de la frecuencia, se observa que la distancia de diseño optimizada para la frecuencia de 0,9 GHz se corresponde con el valor $d = 10,449$ mm. Esta distancia de diseño se tomará como base para la antena a optimizar por dos razones fundamentales.

En primer lugar, si seleccionamos esta distancia para la curva, para ajustar las frecuencias altas $f = 1,8$ GHz y $f = 2,4$ GHz, se debe reducir el valor de las variables $d1$ y $d2$ respecto d puesto que, tal como se demostró en el apartado 5.1, reducir la distancia de diseño provoca un aumento en el valor de las frecuencias de trabajo.

En caso de asignar a la distancia base el valor de la distancia de diseño para las frecuencias de trabajo $f = 1,8$ GHz o $f = 2,4$ GHz, deberíamos aumentar $d1$ o $d2$ para ajustar la respuesta frecuencial a 0,9 GHz. Esto provocaría una disminución en el rango de valores posible para dichas variables puesto que podría producirse una intersección.

En segundo lugar, se demostró con las modificaciones manuales que la variación de la curva afectaba en mayor medida las frecuencias superiores del espectro, de modo que resultará más fácil ajustar la curva a las frecuencias altas provocando una variación mínima en la parte inferior del espectro.

Una vez determinada la distancia de diseño básica, se abre el archivo HCFA3_PARAM2.nec y se asigna dicho valor a las variables d , $d1$ y $d2$. Se simula el modelo de antena y se obtienen los resultados presentados en la tabla 5.7 y las figuras 5.5a, 5.5b, 5.6a y 5.6b que complementan los presentados en el apartado 4.3.2.

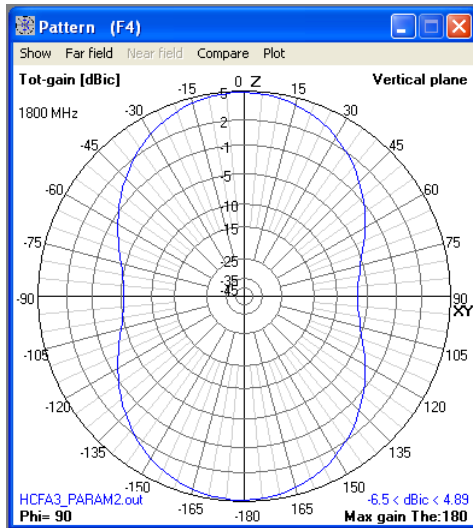


Fig. 5.5a Diagrama de radiación para $\phi = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 1,8$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

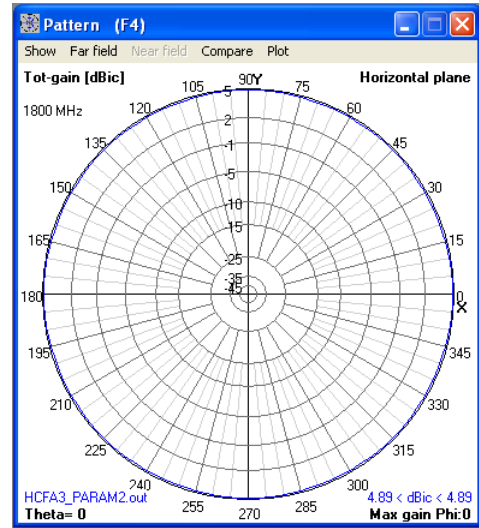


Fig. 5.5b Diagrama de radiación para $\theta = 0^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 1,8$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

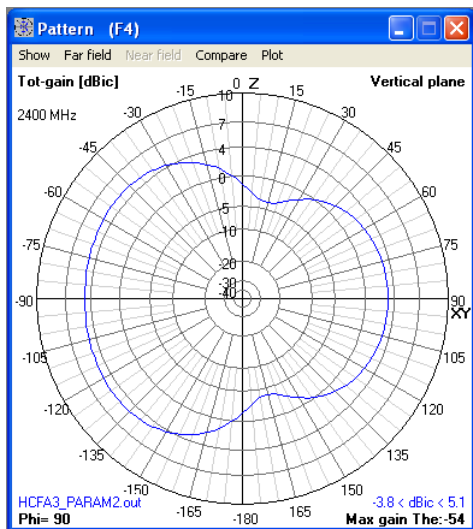


Fig. 5.6a Diagrama de radiación para $\phi = 90^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 2,4$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

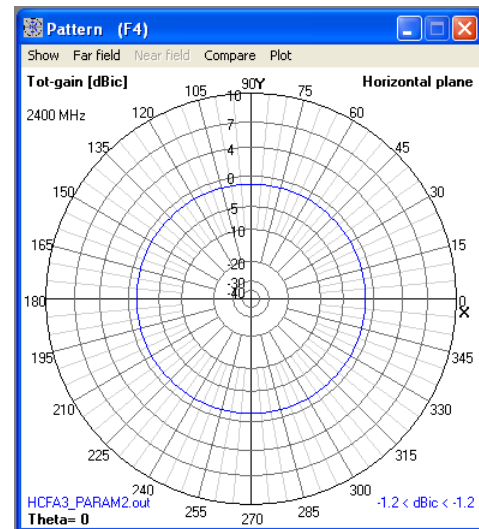


Fig. 5.6b Diagrama de radiación para $\theta = 0^\circ$ para la antena de la fig. 4.9, $f = 2,4$ GHz, optimizada con 4NEC2 ($d = 10,449$ mm).

HCFA3_OPT900	$Z_{in} (\Omega)$	VSWR	$20 \cdot \log I $ (dB)	$G (\phi = 90^\circ, \theta)_{max}$ (dBi)	$G (\phi, \theta = 0^\circ)_{max}$ (dBi)
1,8 GHz	209-j208	8,438	-2,07	4,89	4,89
2,4 GHz	409+j240	11,02	-1,38	5,1	-1,2

Tabla 5.7 Características simuladas a $f = 1,8$ GHz y $f = 2,4$ GHz para HCFA3_OPT900 ($d = 10,449$) mediante el archivo de entrada HCFA3_PARAM2.

En el diseño final denominado DEF1B tiene la estructura que se presenta en la figura 5.7.

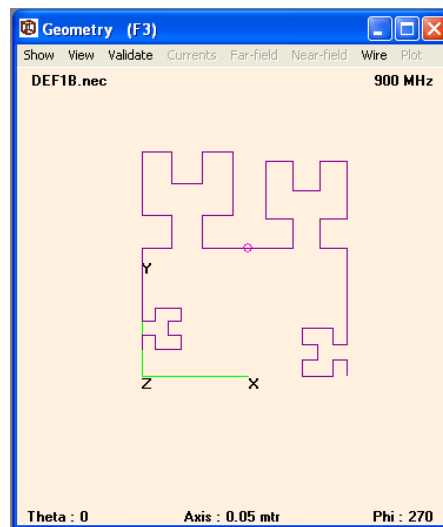


Fig 5.7 Vista del diseño DEF1B en la ventana Geometry del programa 4NEC2.

La obtención del diseño ha supuesto diversos procesos de optimización y ajuste que se detallan a continuación.

En primer lugar, se ha realizado una evolución mediante algoritmos genéticos para optimizar el funcionamiento de la antena para las frecuencias $f = 0,9$ GHz y $f = 1,8$ GHz. Se ha configurado el proceso de evolución para un “*frequency sweep*” (barrido de frecuencia) de $f = 0,9$ GHz a $1,8$ GHz con un “*step*” (paso) de 900 MHz.

El número máximo de generaciones se ha establecido en 50, con una población de 100 especímenes por generación. Esto significa que el programa analizará un máximo de 5000 posibles modelos en caso de no encontrar convergencias.

Tras la optimización por algoritmos genéticos, las variables d , $d1$ y $d2$ adquieren los valores que se muestran en la tabla 5.8.

d en HCFA3_OPT900 (mm)	d en DEF1B (mm)	$d1$ en DEF1B (mm)	$d2$ en DEF1B (mm)
10,449	14	7	7

Tabla 5.8 Comparativa entre la distancia de diseño original d de la antena HCFA3_OPT900 y el valor de las variables d , $d1$, $d2$ para la primera fase del diseño DEF1B obtenidas tras optimización por algoritmos genéticos.

En segundo lugar se ha realizado una serie de escalados para ajustar el comportamiento a la frecuencia de 2,4 GHz. Los escalados se especifican a continuación, haciendo referencia a los números de segmento que se muestran en la figura 5.4:

- Disminución de un 10 % en los segmentos 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36 y 37.
- Disminución de un 14,2 % en los segmentos 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 y 12.
- Disminución de un 23,5 % en el segmento 13.

El procedimiento de escalado ha consistido en un ajuste de prueba y error en función de los resultados obtenidos en las simulaciones efectuadas tras cada modificación.

En las figuras 5.8, y 5.9 se presentan respectivamente el VSWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

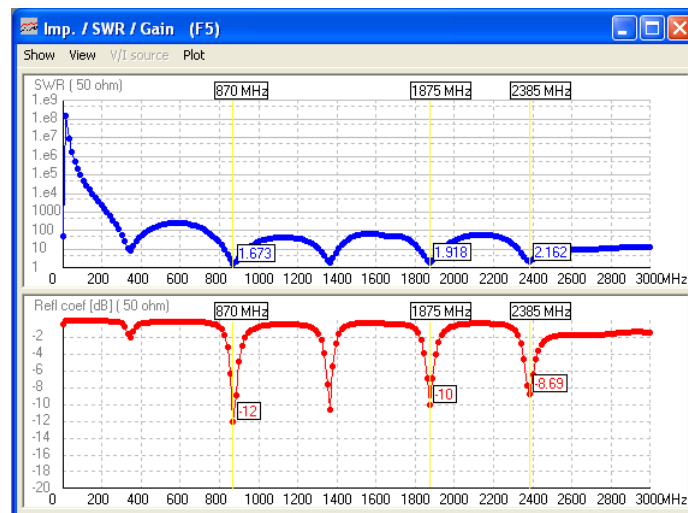


Fig. 5.8 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena DEF1B de la fig. 5.7.

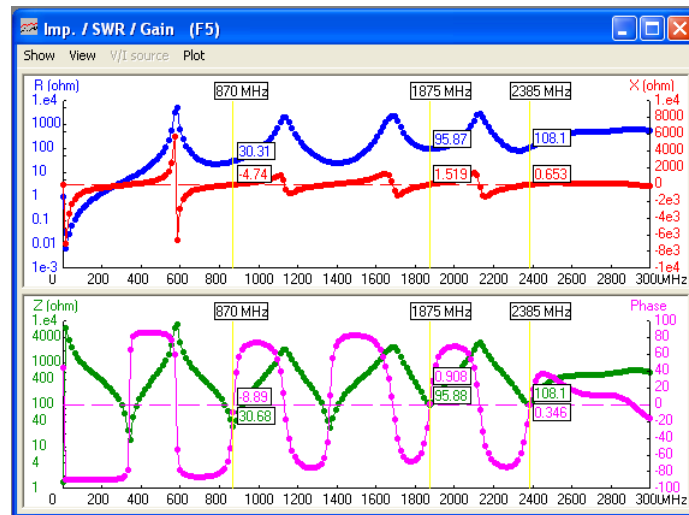


Fig. 5.9 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena DEF1C de la fig. 5.7.

Los diagramas de radiación para la antena DEF1B se muestran en las figuras 5.10a, 5.10b, 5.11a, 5.11b, 5.12a y 5.12b para las frecuencias $f = 0,9$ GHz, $f = 1,8$ GHz y $f = 2,4$ GHz respectivamente.

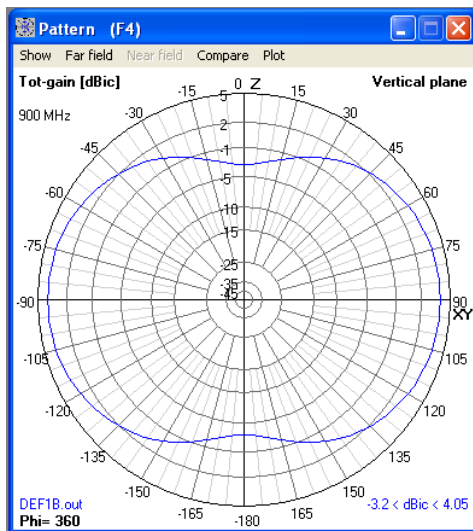


Fig. 5.10a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 5.7, $f = 0,9$ GHz.

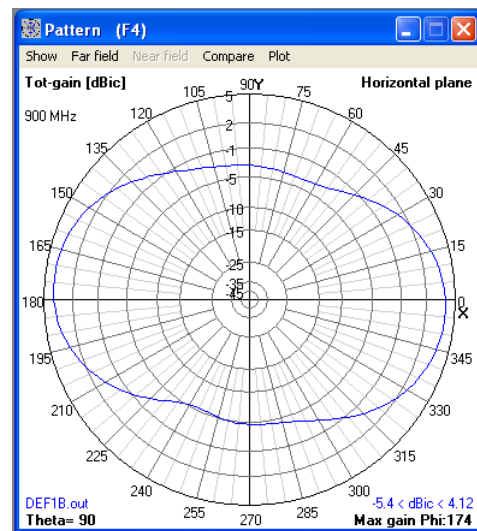


Fig. 5.10b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 5.7, $f = 0,9$ GHz.

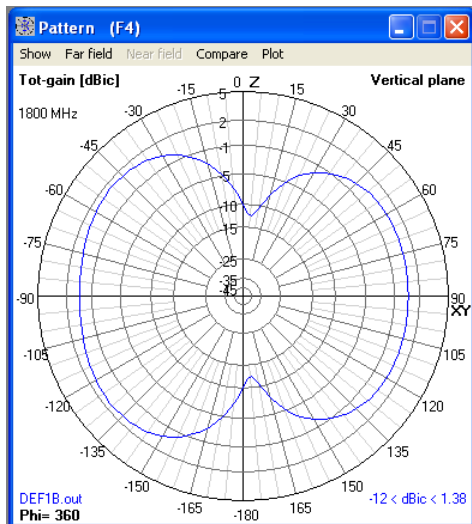


Fig. 5.11a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 5.7, $f = 1,8$ GHz.

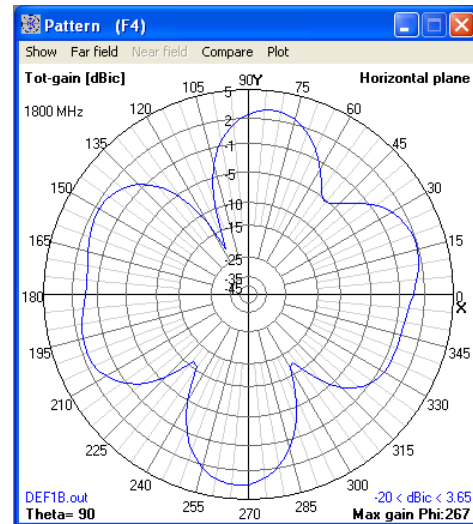


Fig. 5.11b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 5.7, $f = 1,8$ GHz.

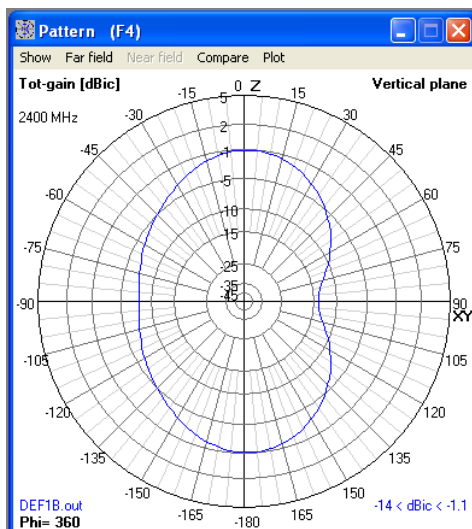


Fig. 5.12a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 5.7, $f = 2,4$ GHz.

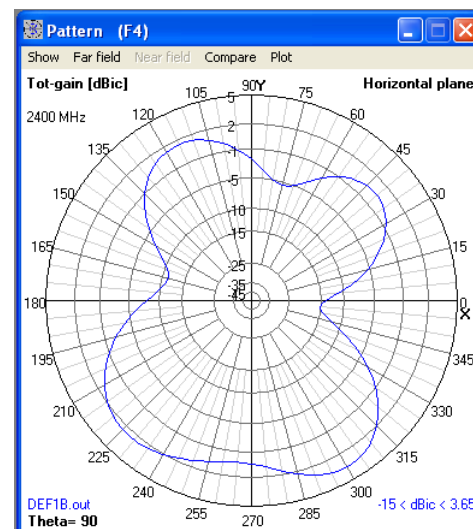


Fig. 5.12b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 5.7, $f = 2,4$ GHz.

Según los resultados obtenidos en las simulaciones, el comportamiento de la antena DEF1B se ajusta en gran medida a los requisitos establecidos. En la tabla 5.9 se presenta un resumen de las características simuladas de la antena DEF1B.

DEF1B	$Z_{in} (\Omega)$	VSWR	$20 \cdot \log p $ (dB)	$G (\phi = 360^\circ, \theta)_{max}$ (dBi)	$G (\phi, \theta = 90^\circ)_{max}$ (dBi)
0,9 GHz	$30,3-j4,7$	1,67	-12	4,05	4,12
1,8 GHz	$95,8+j1,5$	1,91	-10	1,38	3,65
2,4 GHz	$108+j0,6$	2,16	-8,69	-1,1	3,65

Tabla 5.9 Resumen de datos de simulación de la antena DEF1B para las frecuencias indicadas.

5.5 Construcción y mediciones de la antena DEF1B

En este apartado se presentan las medidas realizadas para la antena DEF1B. La antena se ha sometido a los mismos procedimientos de medida detallados en el capítulo 4 utilizando los mismos equipos de medida, calibración, cables y conectores, así como las mismas ubicaciones.

5.5.1 Construcción de la antena DEF1B

El proceso de construcción de la antena DEF1B ha seguido el mismo procedimiento que el de los prototipos. Se implementa el diseño en el programa EAGLE del que se extrae el fotolito. La placa fotoeléctrica se somete a un ataque químico para revelar la antena que puede observarse terminada y lista para medir en la fotografía 5.1.



Fot. 5.1 Antena DEF1B construida en PCB.

5.5.2 Medidas en reflexión y discusión de resultados

En las medidas de adaptación realizadas se ha comprobado que el comportamiento frecuencial de la antena diverge del comportamiento estipulado en las simulaciones.

Se ha desestimado el uso del material absorbente en función de lo observado en el apartado 4.7.3.4 de la presente memoria.

En las tablas 5.10, 5.11 y 5.12 se presentan los valores obtenidos en las medidas de adaptación efectuadas para cada una de las frecuencias de trabajo.

F (MHz)	Z_{in} (Ω)	20·log ρ (dB)	VSWR
900	51,9+j211,42	-0,89	19,6
1040	49,33-j0,7	-41,56	1,01

Tabla 5.10 Medidas en reflexión de la antena DEF1B para $f = 0,9$ GHz realizadas sin material absorbente.

F (MHz)	Z_{in} (Ω)	20·log ρ (dB)	VSWR
1800	63,82+j29,13	-11,24	1,76
1790	69,58+j25,06	-11,67	1,7

Tabla 5.11 Medidas en reflexión de la antena DEF1B para $f = 1,8$ GHz realizadas sin material absorbente.

F (MHz)	Z_{in} (Ω)	20·log ρ (dB)	VSWR
2400	32,69+j47,15	5,64	3,17

Tabla 5.12 Medidas en reflexión de la antena DEF1B para $f = 2,4$ GHz realizadas sin material absorbente.

La antena no presenta adaptación para la frecuencia de trabajo $f = 0,9$ GHz. La frecuencia de resonancia se desplaza hacia la derecha en el espectro hasta alcanzar el valor 1,04 GHz. Esta desviación, de más de 100 MHz, supone un considerable error relativo del 15,55 %.

Para la frecuencia de trabajo de $f = 1,8$ GHz, la antena responde de forma adecuada en términos de adaptación.

En lo que respecta a la banda alta del espectro y la tercera frecuencia de trabajo, la respuesta de la antena para $f = 2,4$ GHz es prácticamente nula y no cumple con las características propuestas en las simulaciones. Este comportamiento es debido a las pérdidas que impone el substrato FR4 para frecuencias superiores a 2 GHz.

Cabe destacar, que la antena funciona correctamente para $f = 1,37$ GHz. Esta frecuencia no se ha incluido en el estudio sobre las simulaciones efectuadas puesto que no se corresponde con ninguna frecuencia de trabajo deseada, pero se comenta en este apartado para discutir el comportamiento frecuencial medido de la antena en comparación con los datos extraídos de las simulaciones (figura 5.8).

En el anexo V se adjuntan las capturas de pantalla realizadas mediante el analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A para la antena DEF1B y cada una de las frecuencias de trabajo.

Tras la medición y análisis de los resultados se confirma que la simulación no es precisa para las frecuencias $f = 0,9$ GHz y $f = 2,4$ GHz, ambas situadas prácticamente en

los extremos del espectro, mientras que es satisfactoria para las bandas intermedias y en concreto para las frecuencias $f = 1,37$ GHz y $f = 1,8$ GHz.

5.5.3 Medida del diagrama de radiación y discusión de resultados

El proceso de medida del diagrama de radiación para la antena DEF1B se ha realizado en el tejado de la EPSEVG.

Las medidas del diagrama se han efectuado para la frecuencia $f = 1,8$ GHz puesto que en el resto de frecuencias de trabajo deseadas, la antena no presenta un funcionamiento aceptable en cuanto a parámetros de adaptación.

En las figuras 5.13a y 5.13b, se presentan respectivamente los diagramas de radiación horizontal y vertical para la antena DEF1B y $f = 1,8$ GHz.

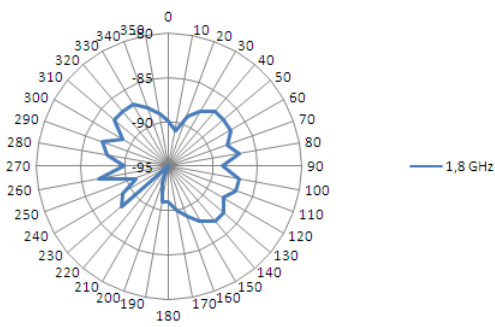


Fig. 5.13a Diagrama de radiación horizontal para la antena DEF1B, $f = 1,8$ GHz.

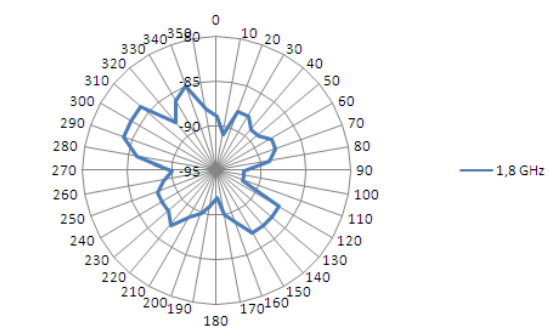


Fig. 5.13b Diagrama de radiación vertical para la antena DEF1B, $f = 1,8$ GHz.

5.5.4 Cálculo de la ganancia por comparación

En la tabla 5.13 se presenta la ganancia de la antena prototipo DEF1B referenciada al dipolo patrón DIP1800.

DEF1B	P_{\max} recibida (dBm)	G (dB)
Tejado	-84	$2+1-0,2 \approx 2,8$ dB

Tabla 5.13 Ganancia de la antena DEF1B calculada por comparación con el dipolo en $\lambda/2$ DIP1800.

5.6 Diseño auxiliar. Antena DEF1C

Dado que la antena DEF1B no cumplía los requisitos establecidos en el apartado 3.3 de la presente memoria en cuanto a frecuencias de trabajo, debido a una importante falta de fidelidad por parte del modelo simulado respecto la antena implementada, se ha decidido realizar un nuevo diseño auxiliar, excluyendo la banda de 2,4 GHz, que permita contrastar mediciones y simulaciones.

La frecuencia de trabajo mencionada ha sido eliminada del diseño para tratar de disminuir la alteración de la forma original de la curva de Hilbert y conservar un mayor porcentaje de su simetría, acercándonos de esta forma al prototipo HCFA3_OPT900.

Al suprimir la banda más alta, debería mejorar el rendimiento a las frecuencias más bajas. Por tanto, la antena debería responder mejor en el entorno de $f = 0,9$ GHz, puesto que, basándonos en los principios fundamentales del diseño de antenas y en lo estudiado para la curva de Hilbert, para que la antena tenga un comportamiento frecuencial adecuado a la frecuencia de trabajo $f = 2,4$ GHz, es necesario la reducción de las dimensiones de los segmentos para generar longitudes eléctricas más pequeñas, que no son propicias para la resonancia a $f = 0,9$ GHz.

5.7.1 Optimización y simulación

Para la optimización se toma como base el diseño del prototipo HCFA3_OPT900 y se introduce el valor 10,449 mm para las variables d , $d1$ y $d2$ del archivo HCFA3_PARAM2.nec, tal como se hizo para el diseño de la antena DEF1B.

Se somete el modelo anterior a una optimización por algoritmos genéticos, cambiando el peso porcentual de las 7 características que utiliza el programa 4NEC2, respecto al que se llevó a cabo para el diseño de la antena DEF1B. El único parámetro que se tendrá en cuenta para esta optimización es el VSWR, puesto que interesa asegurar la adaptación a las frecuencias de diseño.

Se configura un frequency sweep de $f = 0,9$ GHz a $f = 1,8$ GHz con un step de 900 MHz y se mantiene el número máximo de generaciones en 50 así como el número de especímenes por generación, fijado en 100. El resultado de la optimización se muestra en la figura 5.14 donde puede observarse la estructura de este nuevo diseño.

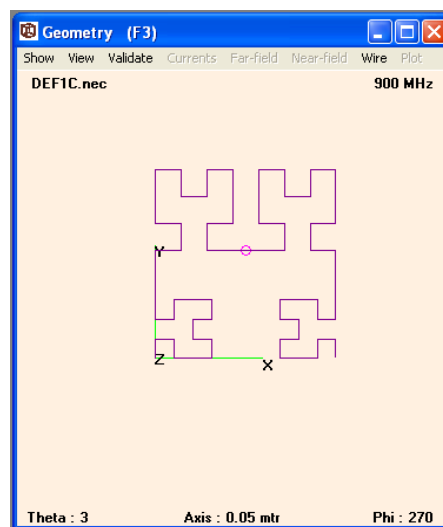


Fig 5.14 Vista del diseño DEF1C en la ventana Geometry del programa 4NEC2.

En la tabla 5.14 que se presenta a continuación se recoge el valor de cada una de las variables d , $d1$ y $d2$ después del proceso de optimización.

d en HCFA3_OPT900 (mm)	d en DEF1C (mm)	$d1$ en DEF1C (mm)	$d2$ en DEF1C (mm)
10,449	11,91	8.7	8.7

Tabla 5.14 Comparativa entre la distancia de diseño original d de la antena HCFA3_OPT900 y el valor de las variables d , $d1$, $d2$ para el diseño DEF1C obtenidas tras optimización por algoritmos genéticos.

En las figuras 5.15, y 5.16 se presentan respectivamente el VSWR y el coeficiente de reflexión en dB, la resistencia con la reactancia, y el módulo y la fase de la Impedancia.

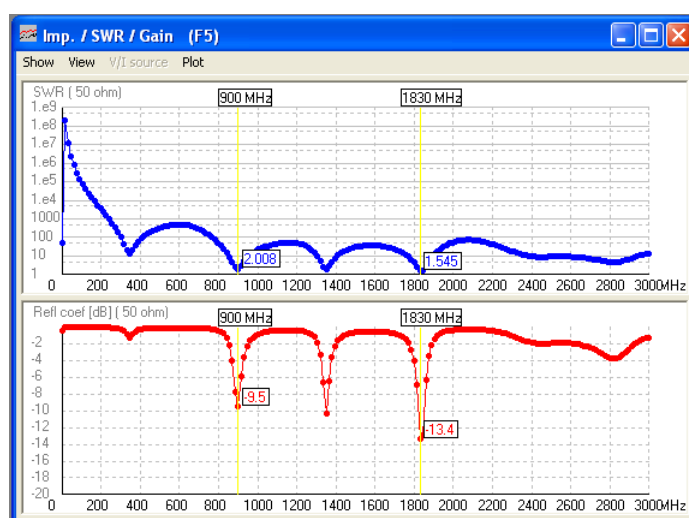


Fig. 5.15 Gráficas del SWR y del coeficiente de reflexión para la antena DEF1C de la fig. 5.14.

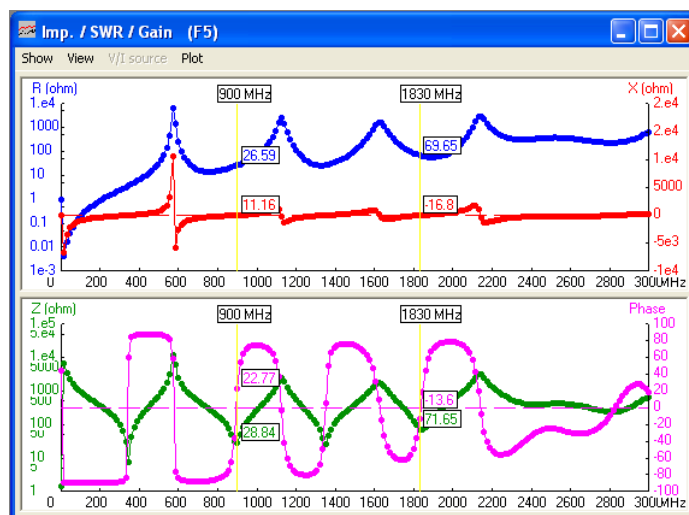


Fig. 5.16 Gráficas de la resistencia/reactancia y de la impedancia/fase para la antena DEF1C de la fig. 5.14.

Los diagramas de radiación para la antena DEF1C se muestran en las figuras 5.17a, 5.17b, 5.18a, 5.18b, para las frecuencias $f = 0,9$ GHz y $f = 1,8$ GHz respectivamente.

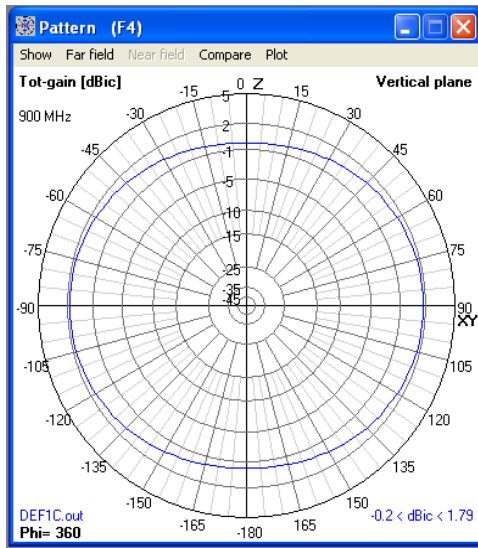


Fig. 5.17a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 5.14, $f = 0,9$ GHz.

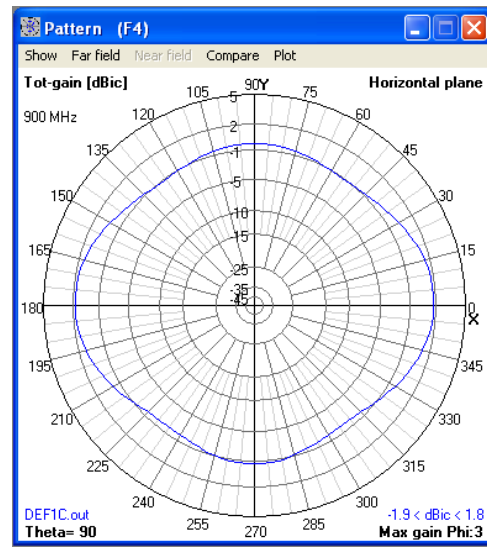


Fig. 5.17b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 5.14, $f = 0,9$ GHz.

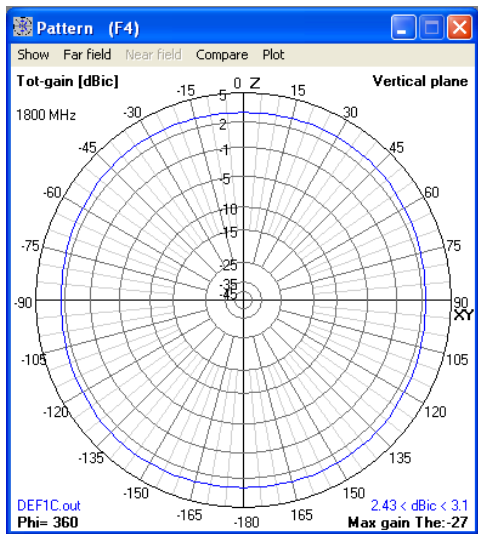


Fig. 5.18a Diagrama de radiación para $\phi = 360^\circ$ para la antena de la fig. 5.14, $f = 1,8$ GHz.

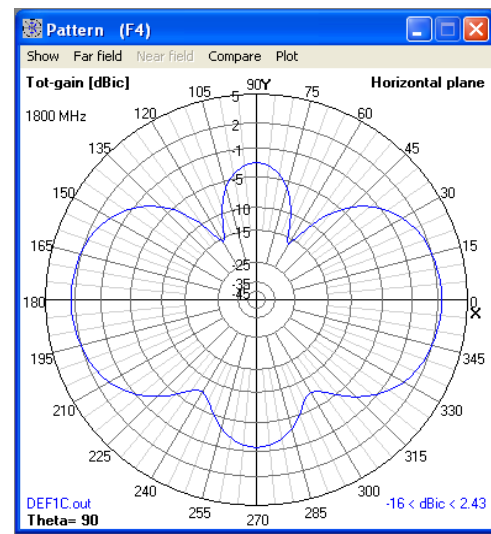


Fig. 5.18b Diagrama de radiación para $\theta = 90^\circ$ para la antena de la fig. 5.14, $f = 1,8$ GHz

En la tabla 5.15 se presenta un resumen de las características simuladas de la antena DEF1C.

DEF1B	$Z_{in} (\Omega)$	VSWR	$20 \cdot \log S_{11} $ (dB)	$G (\phi = 360^\circ, \theta)_{max}$ (dBi)	$G (\phi, \theta = 90^\circ)_{max}$ (dBi)
0,9 GHz	26,5+j11,6	2	-9,5	1,79	1,8
1,83 GHz	69,6-j16,8	1,54	-13,4	3,1	2,43

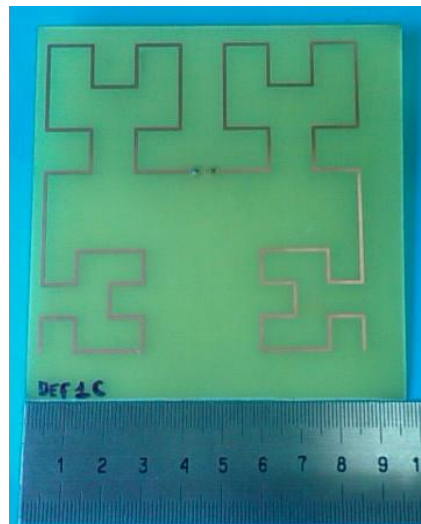
Tabla 5.15 Resumen de datos de simulación de la antena DEF1C para las frecuencias indicadas.

5.6 Construcción y mediciones de la antena DEF1C

En este apartado se presentan las medidas realizadas para la antena DEF1C. La antena se ha sometido a los mismos procedimientos de medida detallados en el capítulo 4 utilizando los mismos equipos de medida, calibración, cables y conectores, así como las mismas ubicaciones.

5.6.1 Construcción de la antena DEF1C

La antena DEF1C se ha construido con un procedimiento idéntico al de los prototipos y la antena DEF1B. La fotografía 5.2 muestra la antena terminada.



5.6.2 Medidas en reflexión y discusión de resultados

Del mismo modo en que ocurría para la antena DEF1B, las medidas de adaptación realizadas sobre la antena DEF1C han revelado una falta de correspondencia entre el comportamiento frecuencial real de la antena y el que se esperaba tras la simulación.

En las medidas realizadas cuyos resultados se presentan a continuación, no se ha utilizado el material absorbente.

En las tablas 5.16 y 5.17 se presentan los valores obtenidos en las medidas de adaptación efectuadas para cada una de las frecuencias de trabajo.

F (MHz)	$Z_{in} (\Omega)$	$20 \cdot \log \rho $ (dB)	VSWR
900	252,31+j444,52	-0,82	20,98
983,63	61,13-j3,57	-17,52	1,25

Tabla 5.16 Medidas en reflexión de la antena DEF1C para $f = 0,9$ GHz realizadas sin material absorbente.

F (MHz)	$Z_{in} (\Omega)$	$20 \cdot \log \rho $ (dB)	VSWR
1800	62,69+j68,40	-5,55	3,24
1830	51,13+j62,16	-5,67	3,19

Tabla 5.17 Medidas en reflexión de la antena DEF1C para $f = 1,8$ GHz realizadas sin material absorbente.

Para la frecuencia de trabajo $f = 0,9$ GHz existe, como en el caso de la antena DEF1B, una desviación hacia la derecha en el espectro. Esta desviación de +83 MHz se corresponde con un error relativo del 9,29 %, no muy lejos del margen de tolerancia.

La simulación predice con exactitud el punto resonancia para la frecuencia de trabajo $f = 1,8$ GHz, ubicado en 1,83 GHz. Sin embargo, existen diferencias considerables respecto a los valores de características como el coeficiente de reflexión y el VSWR que, tal como muestran los datos obtenidos mediante las mediciones, no cumplen los requisitos establecidos.

En el anexo V se adjuntan las capturas de pantalla realizadas mediante el analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A para la antena DEF1C y cada una de las frecuencias de trabajo.

Puesto que la antena DEF1C no se ajusta a las especificaciones de diseño debido a la divergencia entre simulación y realidad, se ha desestimado realizar medidas del diagrama de radiación.

CAPÍTULO 6. DISCUSIÓN SOBRE LA DIFERENCIA SIMULACIÓN-REALIDAD

Con el fin de averiguar el motivo de las imprecisiones del programa 4NEC2 en las simulaciones realizadas, se han sometido tanto el diseño como la antena fabricada, a un riguroso análisis. Las conclusiones extraídas sobre la divergencia simulación – realidad se presentan en este capítulo de la memoria.

6.1 Simulación con CST Microwave Studio

Para investigar el error de simulación, contrastar resultados y poder mejorar el procedimiento de diseño, se decide simular la antena DEF1B mediante el programa CST Microwave Studio, en adelante CSTMS.

La implementación de la antena en este simulador se ha realizado mediante el editor gráfico 3D, introduciendo las coordenadas tridimensionales y la anchura de de cada uno de los segmentos que conforman la curva.

A diferencia de la simulación en 4NEC2, se ha definido un dieléctrico que representa el sustrato de la PCB. Atendiendo a las conclusiones presentadas por *Eduard Riera* [13], las características del sustrato deberían tener una influencia mínima en el resultado de las simulaciones. En base a esta premisa se efectúan una serie de simulaciones para contrastar los resultados de los programas de simulación estableciendo el valor de la permitividad eléctrica relativa: $\epsilon = 2,33$.

En la figura 6.1 se presenta el modelo realizado en el entorno de edición gráfica del CSTMS.

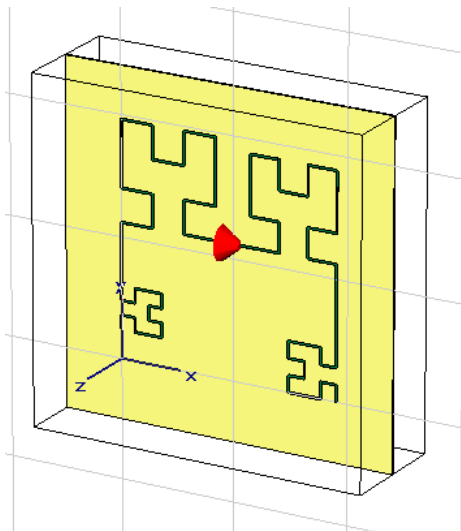


Fig 6.1 Vista del modelo para la antena DEF1B realizado en el editor gráfico del programa CST Microwave Studio.

Mientras que en 4NEC2, el método de cálculo se basaba en la segmentación de las estructuras que se definían en el archivo de entrada, CSTMS utiliza un “*mesh*” mallado tridimensional para seccionar la estructura en células de cálculo.

El tamaño del mallado incide directamente en el tiempo de simulación. Los resultados de la simulación para un mallado de tipo medio, se muestran en la figura 6.2.

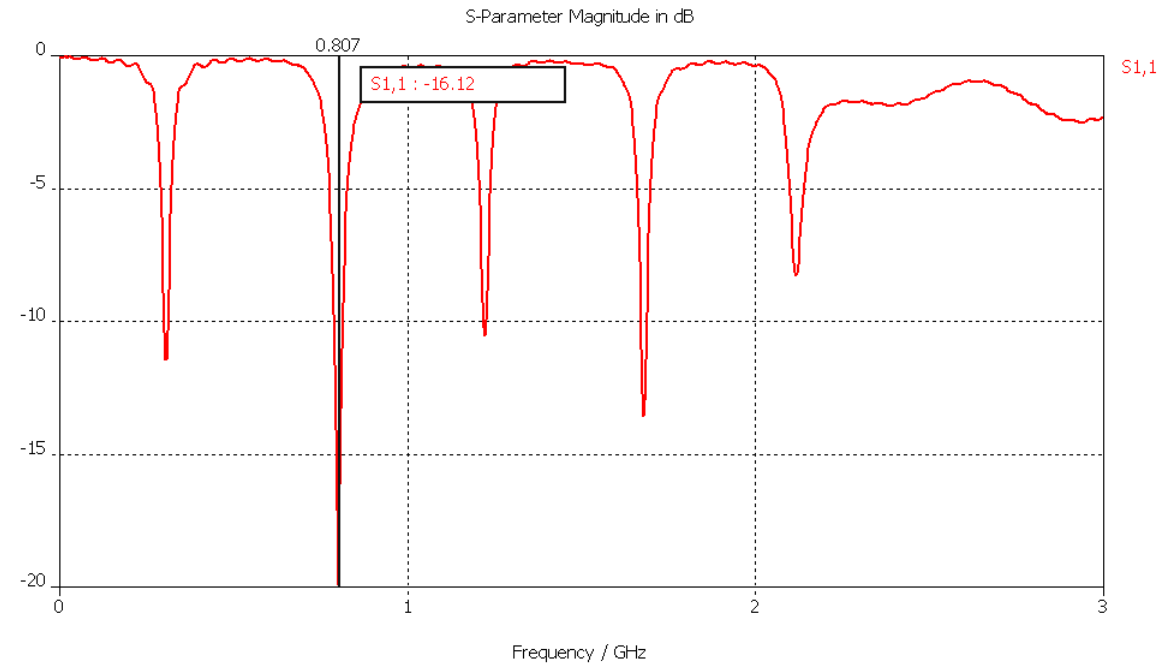


Fig 6.2 Gráfica del módulo del coeficiente de reflexión en dB para la antena DEF1B en el simulador CST Microwave Studio.

Los datos extraídos de la simulación en CSTMS para la antena DEF1B, relativos a las bandas de frecuencia en las que se produce adaptación y que se observan en la figura 6.2, se recogen en la tabla 6.1 que se presenta a continuación:

	F1	F2	F3	F4	F5
f (GHz)	0,309	0,807	1,224	1,68	2,118
20·log ρ (dB)	-11,41	-16,12	-10,5	-13,57	-8,26

Tabla 6.1 Frecuencias de resonancia para la antena DEF1B según CST Microwave Studio.

6.2 Comparación de datos de simulación. 4NEC2 vs CSTMS

En la tabla 6.2 se comparan datos de simulación para la antena DEF1B obtenidos mediante simulaciones en 4NEC2 para tres niveles de segmentación (segmentación mínima: como mínimo 1 segmento por wire, segmentación media: como mínimo de 2 segmentos por wire y segmentación alta: como mínimo 3 segmentos por wire) con los obtenidos mediante CSTMS para dos niveles distintos de mallado (mallado bajo: 78840 células y mallado medio: 166.860 células).

	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F3 (GHz)	F4 (GHz)	F5 (GHz)
4NEC2 segmentación mínima	0,345	0,87	1,365	1,875	2,385
4NEC2 segmentación media	0,3	0,81	1,275	1,77	2,25
4NEC2 segmentación alta	0,3	0,81	1,275	1,77	2,25
CSTMS mallado mínimo	0,324	0,83	1,26	1,79	2,233
CSTMS mallado medio	0,309	0,807	1,224	1,68	2,118

Tabla 6.2 Frecuencias de resonancia simuladas para la antena DEF1B con 4NEC2 y CSTMS para distintas configuraciones de segmentación y mallado.

Tal como puede apreciarse en la tabla anterior, se hace evidente la diferencia entre los datos obtenidos las simulaciones realizadas con el programa 4NEC2, en función de las configuraciones de segmentación. Esta diferencia se manifiesta al pasar de una segmentación mínima a una segmentación media, puesto que no existe diferencia entre los datos obtenidos con segmentación media y los obtenidos con segmentación alta. En las frecuencias de diseño, el error de cálculo varía entre un 7,4 % para F2 y 6,93 % para F4.

Del mismo modo, en las simulaciones efectuadas con CSTMS, la incidencia de la configuración de mallado en el resultado deriva en un error de cálculo de 2,85 % para F2 y 2,97 % para F4.

Estudiando los datos presentados en la tabla 6.4 de forma global, se observa que la diferencia entre los datos proporcionados por la simulación con 4NEC2 y los obtenidos con la simulación en CSTMS, alcanza una diferencia máxima de 85 MHz.

Además, el aumento de segmentación o mallado derivan en una disminución del valor de todas las frecuencias de resonancia.

Este desplazamiento es opuesto a la desviación de las frecuencias de resonancia que se observaba en las medidas de la antena DEF1B, reportados en el apartado 5.5.

6.3 Estimación de adaptación sin balun para la antena DEF1B

Para tratar de verificar el sistema de medida y estimar la posición de las frecuencias de resonancia sin atender a los valores de adaptación, se efectúan medidas en reflexión eliminando el balun del sistema de medida, y conectando la antena DEF1B de forma directa al analizador de redes vectorial ANRITSU MS2036A, mediante un cable coaxial directo de 50 cm de longitud.

Se debe destacar que este sistema de medida no es correcto para medir el valor del coeficiente de reflexión, pero si es válido para estimar las frecuencias de resonancia, puesto que implica una discontinuidad en la simetría del sistema debido a la ausencia de balun, tal como se ha comentado en el apartado 4.7.1.

Se sitúa el cable coaxial en dos posiciones, de manera que incida en la antena de forma perpendicular al sustrato y de forma paralela. En la tabla 6.5 se presenta la estimación de la posición de las frecuencias de resonancia.

	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F2b (GHz)	F3 (GHz)	F4 (GHz)
Coax. En Perpendicular	0,335	0,728	1,064	1,439	1,818
Coax. En Paralelo	0,317	0,732	1,081	1,469	1,818

Tabla 6.3 Estimación de frecuencias de resonancia para la antena DEF1B. Medidas realizadas sin balun.

De la observación de los datos de la tabla 6.3 y la comparación con los que se recogen en la tabla 6.2 se concluye que la antena DEF1B introduce una banda de trabajo adicional denominada F2b, que no contemplan las simulaciones y que se sitúa entre la frecuencia F2 y F4.

6.4 Verificación de la influencia del sustrato

Se han efectuado una serie de simulaciones para verificar la influencia del sustrato dieléctrico en la estructura de la antena. En la tabla 6.4, se presentan distintos valores para las frecuencias de diseño en función de la variación de las características del dieléctrico, a saber, la permitividad eléctrica relativa ϵ y el grosor del dieléctrico h . El área definida para el sustrato es de $145 \times 145 = 21,025 \text{ cm}^2$.

ϵ / h [mm]	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F2b (GHz)	F3 (GHz)	F4 (GHz)
$\epsilon = 4 / h = 0,8$	0,315	0,81	1,197	1,636	-
$\epsilon = 8 / h = 0,8$	0,299	0,748	1,087	1,48	1,86
$\epsilon = 4 / h = 1$	0,31	7,78	1,153	1,572	1,982
$\epsilon = 4,5 / h = 0,5$	0,325	0,819	1,236	1,689	-

Tabla 6.4 Resumen de resultados de simulación para diversos valores de permitividad eléctrica relativa (ϵ) y grosor (h).

Por último, se realiza una variación en las dimensiones geométricas del sustrato para profundizar en la influencia del mismo sobre los resultados de la simulación. Los resultados presentados en la tabla 6.5 se corresponden con un área de $135 \times 135 = 18,225 \text{ cm}^2$.

	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F2b (GHz)	F3 (GHz)	F4 (GHz)
A = 18,225 cm ²	0,308	0,792	1,171	1,606	2,000

Tabla 6.5 Resumen de resultados de simulación para A = 18,225 cm².

En función de los valores presentados en este apartado, se puede observar que el sustrato tiene una influencia importante en los resultados de simulación. 4NEC2 no es capaz de simular el sustrato y facilita resultados de simulación en consecuencia.

Tal como se ha comentado, en las simulaciones con CST Microwave Studio efectuadas en los apartados anteriores al presente, se ha definido $\epsilon = 2,33$.

Puesto que la estructura es complicada, hay muchos segmentos cercanos que están electromagnéticamente acoplados. El acoplamiento depende del dieléctrico entre los trozos metálicos.

En el caso de los dipolos y de la antena logoperiódica impresa realizada por *Eduard Riera* [13], o no existía dicho acoplamiento (dipolos aislados) o era mínimo (dipolos suficientemente separados).

La permitividad eléctrica relativa del material del sustrato utilizado varía mucho con la frecuencia y también de placa a placa (puede adoptar valores entre 3 y 5), lo cual explicaría los desplazamientos o variaciones de frecuencia respecto a los valores calculados por CST.

6.5 Comprobación mediante antena HILO1B

Para verificar los resultados sobre las simulaciones realizadas en 4NEC2 y constatar la influencia del sustrato, se ha procedido a la construcción de un modelo de la antena DEF1B, en hilo de aluminio estañado de 0.8 mm de sección interna, con funda de plástico. La antena, que se ha denominado HILO1B, se aproximará al modelo implementado en el simulador 4NEC2 para la antena DEF1B debido a la presencia mínima de dieléctrico (funda).

Debido al procedimiento manual de construcción, la estructura de la antena HILO1B solo se aproxima a la que presenta la DEF1B, puesto que las curvas introducen imprecisiones en las distancias de los segmentos. En la fotografía 6.1 se muestra la antena HILO1B terminada.

Se ha sometido la antena HILO1B a medidas en reflexión sin balun para estimar la posición de las frecuencias de resonancia y compararlas con las obtenidas en la simulación de 4NEC2. Los resultados de las mediciones para la antena HILO1B, muestran un comportamiento muy aproximado a los que presenta la antena DEF1B tal como puede observarse en la tabla 6.6.

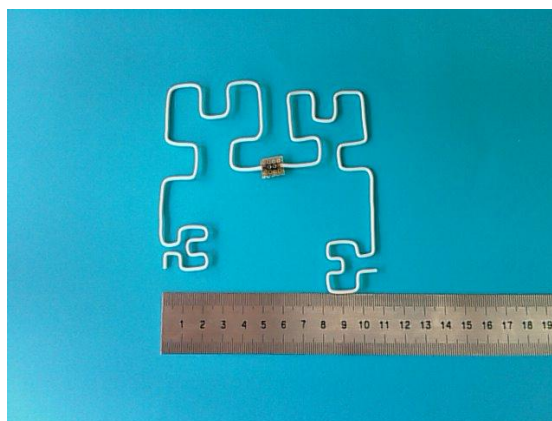
	F1 (GHz)	F2 (GHz)	F2b (GHz)	F3 (GHz)	F4 (GHz)
4NEC2 segmentación media	0,3	0,81	1,275	1,77	2,25
HILO1B	0,335	793,56	1,169	1,54	2,24

Tabla 6.6 Estimación de frecuencias de resonancia para la antena HILO1B realizadas sin material absorbente y sin balun.

A pesar de que la estructura de la antena DEF1B no es exacta debido al método de construcción, la diferencia entre la respuesta frecuencial simulada con 4NEC2 para DEF1B y la obtenida mediante estimación de la HILO1B es despreciable.

Este hecho, demuestra que se el proceso de diseño mediante 4NEC2 es preciso para una antena de estructura tipo cable, pero que dicho método no es extrapolable a una antena PCB con un sustrato mediocre puesto que, a pesar de que 4NEC2 simula de forma aceptable las frecuencias bajas (F1), pierde precisión a medida que la frecuencia aumenta debido a la no contemplación de los efectos del sustrato en los acoplamientos magnéticos derivados de la complejidad de la estructura.

Es por tanto recomendable, utilizar el simulador CSTMS para este tipo de antenas fractales ya que permite considerar el sustrato y en caso de que este tenga mejor comportamiento en cuanto a pérdidas y variación de ϵ para frecuencias altas que el FR4, la precisión de la simulación mejorará considerablemente.



Fot 6.1 Antena DEF1C construida en hilo de hierro.

CONCLUSIONES

El diseño de antenas es sin duda una de las ramas complejas de la ingeniería. Si a la dificultad intrínseca para este tipo de aplicaciones, le añadimos el componente de innovación que representan las geometrías fractales nos encontramos ante un interesante desafío.

Conceptos como la dimensión fractal y las propiedades más relevantes, se han abordado desde una perspectiva sencilla para proporcionar una introducción a las mencionadas geometrías. Por otro lado, se ha profundizado en el estudio matemático y empírico de la curva de Hilbert.

En este proyecto, se ha verificado la aproximación de *K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan* y *V.V Varadan* presentada en [10] mediante simulaciones, comparación de datos y el diseño, la construcción y la medida de los prototipos. Se ha contrastado su eficacia como punto de partida en el diseño de antenas fractales basadas en la curva de Hilbert. Así mismo, se ha programado un script en MatLab que, a pesar de su sencillez, permite dimensionar este tipo de antenas, atendiendo al hecho de que se trata de una aproximación.

Mediante el desarrollo de las tablas auxiliares, se ha obtenido un método práctico, rápido y eficaz para la implementación de antenas fractales basadas en la curva de Hilbert de órdenes de iteración $n = 2$, $n = 3$ y $n = 4$ en el simulador 4NEC2, prestando especial atención a la inclusión de variables en su estructura susceptibles de ser tratadas por la herramienta de optimización que proporciona el programa

Las investigaciones realizadas sobre la influencia en la respuesta frecuencial de la antena al modificar las dimensiones de los segmentos que constituyen su geometría fractal, no han proporcionado los frutos esperados puesto que no se ha determinado ninguna relación matemática coherente. Sin embargo, representan una metodología válida para un proceso de ajuste fino.

Las antenas desarrolladas, prototipos inclusive, evidencian las limitaciones de los simuladores utilizados. Considerar las pistas en PCB como cables en el vacío en base a la aproximación demostrada en [13] ha derivado en la elección del 4NEC2 como herramienta de simulación para los diseños finales, más rápida y sencilla que CST Microwave Studio, pero menos adecuada para este tipo de estructuras como se ha demostrado tras las medidas y las simulaciones en CSTMS.

La desviación de las frecuencias de diseño debido a la no contemplación de la influencia del sustrato por 4NEC2, ha implicado un error del 15 % para el diseño DEF1B que se ha reducido por debajo del 10% en el diseño DEF1C, eliminando la frecuencia de trabajo $f = 2,4$ GHz de la respuesta frecuencial deseada.

Finalmente, la construcción de la antena HILO1B ha verificado el método de diseño con 4NEC2 para este tipo de estructuras. 4NEC2 simula de forma correcta las frecuencias bajas del espectro pero debido a la complejidad de la estructura y la no consideración del sustrato y sus efectos, los modelos en PCB generados a partir del diseño en 4NEC2 presentan desviaciones en frecuencia difíciles de corregir empíricamente puesto que ϵ varía de forma tangencial con la frecuencia.

Aunque 4NEC2 destaca por su velocidad y su fiabilidad, este proyecto demuestra que para este tipo de diseño es recomendable utilizar el simulador CSTMS puesto que permite modelar el sustrato y la influencia de este en los acoplamientos electromagnéticos que se producen entre los segmentos de la antena.

BIBLIOGRAFÍA

Recursos editados

- [1] P. Phelber, "Fractal Antennas", Illinois Institute of Technology, enero 2001.
- [2] L. F. Richardson, "Arms & Insecurity: a mathematical study of the causes and origins of war", London, Stevens & Sons, 1947.
- [3] B.B. Mandelbrot, "The fractal geometry of Nature", New York: W.H. Freeman, 1983.
- [4] F. Hausdorff, "Grundzüge der Mengenlehre", Veit and Company, Leipzig, 1914.
- [5] K. Falconer, "Fractal Geometry: Mathematical Foundations & Applications", 2a ed., New York: John Wiley & Sons, 2003.
- [6] Douglas H. Werner, Suman Ganguly, "An Overview of Fractal Antenna Engineering Research", Antennas & Propagation Magazine, Vol. 41, Nº1, febrero 2003.
- [7] Douglas H. Warner, Randy L. Haupt, Pingjuan L. Werner, "Fractal Engineering: The Theory and the Design of Fractal Antenna Arrays" IEEE Antennas & Propagation Magazine, Vol. 41, Nº5, octubre 1999.
- [8] V. H. Rumsey, "Frequency Independent Antennas", New York, Academic Press, 1966.
- [9] K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan y V.V. Varadan, "Hilbert Curve Fractal Antenna: A Small Resonant Antenna for VHF/UHF Applications", IEEE Microwave & Optical Technology Letters, vol. 29, Nº4, mayo 2001.
- [10] K.J. Vinoy, K.A. Jose, V.K. Varadan, and V.V. Varadan, "Resonant frequency of Hilbert Curve fractal antennas", IEEE AP Symp 3, 648-651, 2001.
- [11] J. Zhu, A. Hoorfar, N. Engheta, "Mutual Coupling Effects in Space-Filling-Curve Antennas", IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, 2003.
- [12] T. Endo, Y. Sunahara, S. Satoh, T. Katagi, "Resonant Frequency and Radiation Efficiency of Meander Line Antennas", Electronics and Communications in Japan, Pt. 2, Vol. 83, pp. 52-58, 2000.
- [13] E. Riera, "PFC: Disseny i construcció d'una antena planar per a la banda de UHF", Dpt. Teoria del senyal i comunicacions, Universitat Politècnica de Catalunya, junio 2007.
- [14] J. Anguera, C. Puente, E. Martínez, E. Rozan "The Fractal Hilbert Monopole: A Two-Dimensional Wire", IEEE Microwave & Optical Technology Letters, Vol. 36, No. 2, Enero 2003.
- [15] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas (IEEE Std 145-19835).

- [16] A. Cardama, L. Jofre, J.M. Rius, J. Romeu, S. Blanch i M. Ferrando, "Antennas", 2a ed., Barcelona: Edicions UPC, 2002.

Recursos Online

- [17] D. Jefferies. "Method of Moments for Antenna Calculations",
<http://www.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/mmethod.html/>
- [18] W.Mc Worter, "Fractint L-System tutorial",
<http://sapanky.triumf.ca/www/fractint/lsys/tutor.html/>
- [19] P. Hazdra, M. Mazánek, "L-System tool for Generating Fractal Antenna Structures with Ability to Export into EM Simulators",
http://www.radioeng.cz/fulltexts/2006/06_02_18_21.pdf
- [20] The Mathworks, MATLAB,
<http://www.mathworks.com/>
- [21] Arie Voors, 4NEC2,
<http://home.ict.nl/~arivoors/>
- [22] Cadsoft, EAGLE,
<http://www.cadsoft.de/>
- [23] Computer Simulation Technology, CST MICROWAVE STUDIO,
<http://www.cst.com>
- [24] Fractales en la naturaleza,
http://www.youtube.com/watch?v=uas_HJNAzfw
- [25] Wikipedia,
<http://www.wikipedia.org/>
- [26] B. Mandelbrot, "¿How long is the coast of Britain? Statistical self-similarity and fractional dimension"
http://www.math.yale.edu/mandelbrot/web_pdfs/howLongIsTheCoastOfBritain.pdf
- [27] FRACTUS,
<http://www.fractus.com/>
- [28] Revista online, Nanotechwire,
<http://www.nanotechwire.com/news.asp?nid=7735/>
- [29] Computer Simulation Technology, CST MICROWAVE STUDIO,
<http://www.cst.com>

ANNEXO I. TEORÍA DE ANTENAS

Dado que el objetivo del presente proyecto trata sobre el diseño y simulación de una antena así como de su confección y posterior análisis, se adjuntan en este anexo unos conceptos básicos sobre las antenas y sus propiedades más relevantes.

Definición de antena

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983), y como la región de transición entre una onda guiada y una onda en el espacio libre, o viceversa [15].

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma *omnidireccional*, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean *direccionales*.

Para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor. Existen, pues, dos misiones básicas de una antena: transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que debe soportar, *frecuencia de trabajo* y otros parámetros que definiremos posteriormente [16].

Las antenas y la frecuencia

Toda onda se caracteriza por su frecuencia f y su longitud de onda λ , ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene la propiedad del vacío $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

Las antenas tienen unas características de impedancia y de radiación que dependen de la frecuencia, y que se analizan en el dominio frecuencial mediante las ecuaciones de Maxwell que usa expresiones de los campos en forma compleja o fasorial. Cada aplicación y banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a diversas tipologías de antenas.

La frecuencia de trabajo f_0 de una antena se define como la frecuencia para la que se ha calculado esa antena y en la que sus propiedades cumplen unas especificaciones de diseño determinadas [16].

Según el comportamiento de las antenas respecto a su frecuencia de trabajo hablamos de:

- Antenas de banda estrecha: cubren un rango de frecuencias muy pequeño alrededor de su frecuencia de trabajo.
- Antenas de banda ancha: el rango cubierto alrededor de la frecuencia de trabajo es grande, del orden de una o dos octavas.
- Antenas independientes de la frecuencia: mantienen sus parámetros dentro de un rango de variación pequeño, a lo largo de varias décadas en el espectro radioeléctrico

Sistema de coordenadas esférico

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente para representar las propiedades de radiación de las antenas es el esférico. En este sistema de coordenadas (Fig. i.1) se definen los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$, que forman una base ortogonal. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje z [16].

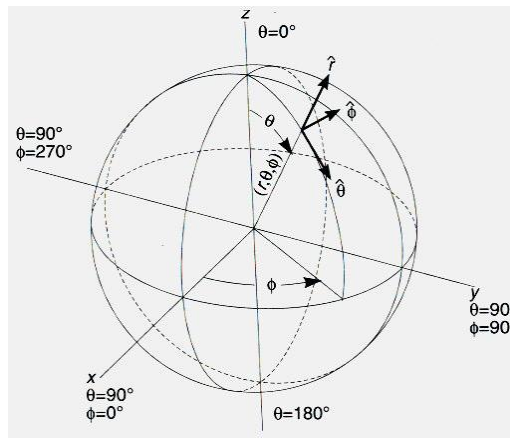


Fig. i.1 Sistema coordenadas esférico

La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico \vec{E} (V/m) y uno magnético \vec{H} (A/m), ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell [16].

Parámetros en transmisión

Impedancia

Se define como la relación tensión-corriente en un punto de la antena. En particular, es interesante conocer la *impedancia de entrada*, que se corresponde al valor de esa relación en el punto en que la antena se conecta a la línea de transmisión. Dado que la antena debe cumplir el principio de máxima potencia, esto es, radiar el 100% de la energía que se le entrega, su impedancia de entrada y la impedancia característica de la línea de transmisión deben ser equivalentes. Cuando esto ocurre, se dice que la antena está adaptada.

En notación fasorial de Régimen permanente sinusoidal:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in} \quad [\Omega] \quad (1.2)$$

Observamos que existe una parte real R_{in} , denominada resistencia y otra imaginaria X_{in} , la reactancia, ambas dependientes de la frecuencia. En caso de que no exista dicha reactancia, diremos que la antena es *resonante* a esa frecuencia [16].

Resistencia de radiación

Se define como el valor de resistencia que disiparía la misma potencia que la radiada por la antena [16].

$$R_r = \frac{P_{radiada}}{I^2} \quad (1.3)$$

Puesto que los conductores que forman la estructura de la antena no son ideales, aparecerán determinadas pérdidas que se traducen en un porcentaje de la potencia entregada que no es radiado al espacio. Estas pérdidas en los conductores pueden agruparse en un factor resistivo, entonces:

$$R_{in} = R_{rad} + R_{\Omega} \quad (1.4)$$

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{perdidas} = I^2 R_r + I^2 R_{\Omega} \quad (1.5)$$

Eficiencia de radiación

Este concepto permite valorar el rendimiento de la antena en cuanto al flujo de potencias, es decir, nos da una idea sobre que parte es radiada al espacio y que parte se pierde, de la energía total que se entrega a la antena.

Se define como la relación entre la potencia radiada y la entregada, o de forma equivalente, la relación entre la resistencia de entrada ideal y la que presenta realmente [16]:

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{\Omega}} \quad (1.6)$$

Hay que destacar que el valor del rendimiento de la antena en transmisión es idéntico al que tenemos en recepción.

Densidad de potencia

A partir de los valores eficaces de los campos eléctrico y magnético en un punto del espacio, se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie [16], o *vector de Pointing*:

$$\vec{\wp}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}) \left[W / m^2 \right] \quad (1.7)$$

La densidad de potencia se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico [16]:

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2}{\eta} \quad (1.8)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena [16]:

$$P_r = \iint_S \vec{\wp}(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (1.9)$$

Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio y a una distancia determinada. Sitúa la antena en el origen de coordenadas y expresa el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) en cada punto de la esfera de radio constante R . Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos.

La representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo, puesto que la densidad de potencia es proporcional al módulo campo eléctrico.

El diagrama de radiación normalizado se expresa como:

$$t(\theta, \phi) = \frac{\mathcal{P}(\theta, \phi)}{\mathcal{P}_{\max}} \quad (1.10)$$

La figura siguiente muestra el diagrama de tridimensional de una antena y los planos E y H [16].

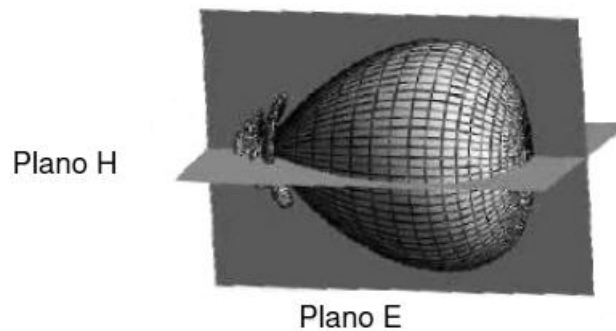


Fig. i.2 Diagrama de radiación tridimensional

Para antenas *linealmente polarizadas* (véase polarización) se define el *plano E* como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el *plano H* es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

Puede ser de interés, representar un corte del diagrama tridimensional. Los más habituales son los que coinciden con los planos principales y se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas o con muchos nulos, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio [16].

Las siguientes figuras muestran ejemplos de ambas representaciones:

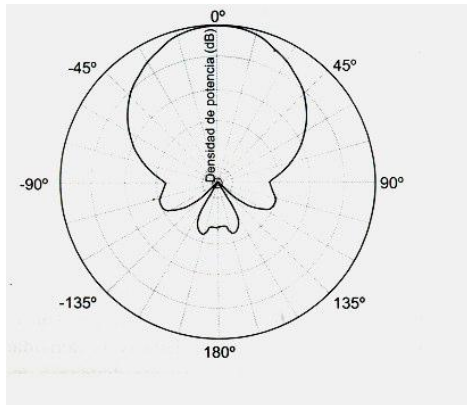


Fig. i.3 Diagrama de radiación en coordenadas polares.

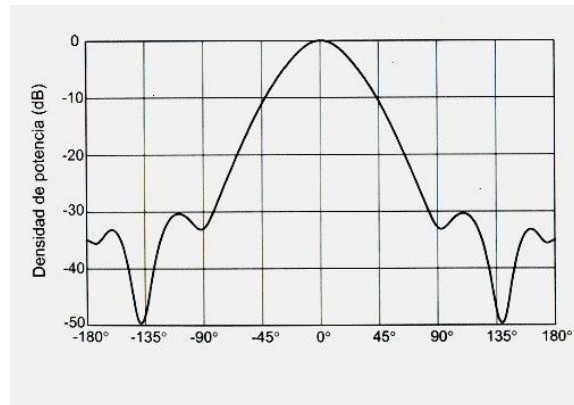


Fig. i.4 Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.

Es bastante habitual la representación del diagrama con la escala en decibelios. El máximo del diagrama de radiación es cero decibelios y en las restantes direcciones del espacio los valores en dB son negativos. Es importante tener en cuenta que los diagramas de campo y potencia son idénticos cuando la escala está en decibelios [16].

Lóbulo principal y secundario

En un diagrama de radiación típico se aprecia una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina haz principal o lóbulo principal. Las zonas que rodean a los máximos de menos amplitud se denominan lóbulos laterales y al lóbulo lateral de mayor amplitud se denomina lóbulo secundario [16].

Ancho de haz a -3 dB ($\Delta\theta_{-3dB}$)

Es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo [16].

Ancho de haz entre ceros ($\Delta\theta_c$)

Es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo [16].

Relación entre lóbulo principal y secundario (NLPS)

Se trata del cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario.

Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal [16].

Relación delante-atrás (D/A)

Es el cociente, también en dB, entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta [16].

El radiador Isotrópico

Si un diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje se dice que la antena es omnidireccional. Se denomina antena isótropa a una antena ideal que radie la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio [16]. No existe ninguna antena así, pero la usaremos como herramienta matemática para definir los siguientes parámetros [16].

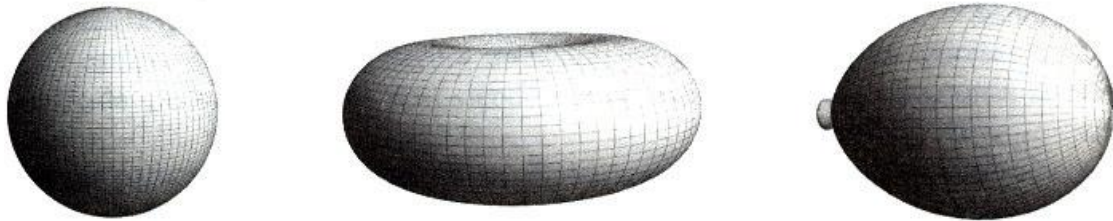


Fig. i.5 Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo.

Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena [16].

Puesto que en el radiador isotrópico la potencia radiada es constante y su diagrama de radiación es esférico, obtendremos:

$$\mathcal{D}_{isotrópica} = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (I.11)$$

Entonces, la directividad se expresa como:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} \quad (I.12)$$

Si no se especifica dirección, se entiende que se trata del valor de directividad en la dirección de máxima radiación. Este es el modo en que los fabricantes especifican el valor de directividad de sus antenas.

$$D = \frac{\wp_{\max}}{P_r / 4\pi r^2} \quad (I.13)$$

Normalmente, conocido el diagrama de radiación podemos obtener la directividad tal como se ve en esta demostración:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} \cdot \frac{\wp_{\max}}{\wp_{\max}} = \frac{\wp_{\max}}{P_r / 4\pi r^2} \cdot \frac{\wp(\theta, \phi)}{\wp_{\max}} = D \cdot t(\theta, \phi) \quad (I.14)$$

También podemos expresar la directividad mediante la expresión que obtenemos tras la siguiente demostración:

$$D = \frac{\wp_{\max}}{P_r / 4\pi r^2} = \frac{\wp_{\max} \cdot 4\pi r^2}{P_r} \quad (I.15)$$

Considerando la definición de *ángulo sólido*:

$$S = R^2 d\Omega \quad (I.16)$$

Entonces para una esfera, el ángulo sólido es:

$$4\pi R^2 = R^2 d\Omega_{ef} \rightarrow \Omega_{ef} = 4\pi \quad (I.17)$$

Aplicando I.15 y I.16 a I.8:

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \wp(\theta, \phi) R^2 \sin \theta d\theta d\phi \rightarrow P_r = \iint_{4\pi} \wp(\Omega_{ef}) R^2 d\Omega \quad (I.18)$$

Entonces aplicando I.17 a I.14, obtenemos el valor de D en función del ángulo sólido:

$$D = \frac{\wp_{\max} \cdot 4\pi r^2}{\iint_{4\pi} \wp(\Omega_{ef}) R^2 d\Omega} = \frac{\wp_{\max} \cdot 4\pi r^2}{\iint_{4\pi} \frac{\wp(\Omega)}{\wp_{\max}} d\Omega} = \frac{\wp_{\max} \cdot 4\pi r^2}{\iint_{4\pi} t(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (I.19)$$

Polarización

Hemos analizado la radiación partiendo de la densidad de potencia. En la radiación de una antena existe para cada punto del espacio un vector de campo $\vec{E}(\vec{r}, t)$, función de la posición y del tiempo.

Podemos definir la polarización como la geometría q describe el extremo del vector campo eléctrico a través del tiempo, en un punto fijo del espacio y en el plano perpendicular a la dirección de propagación de la onda [16]. Así, se tiene:

- *Polarización* lineal: las variaciones del vector de campo eléctrico están contenidas en una única dirección.
- *Polarización* circular: el vector de campo eléctrico describe una trayectoria circular.
- *Polarización* elíptica: el vector de campo eléctrico describe una trayectoria elíptica.

Ancho de banda

El intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de una antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena (BW) y se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central [16].

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100\% \quad (1.20)$$

Para antenas de banda ancha usamos la siguiente forma:

$$BW = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} : 1 \quad (1.21)$$

Parámetros en recepción

Área y longitud efectiva

La antena extrae potencia del frente de onda incidente, por lo que presenta una cierta área de captación, que se define como la relación entre la potencia entregada a la carga (considerando esta ideal, es decir, sin pérdidas y adaptada) y la densidad de potencia que incide sobre la antena cuando esta está perfectamente orientada.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\phi} \quad (1.22)$$

La longitud efectiva se define como la relación entre la tensión inducida en circuito abierto en bornes de la antena y la intensidad del campo incidente en la onda.

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|\vec{E}|} \quad (1.23)$$

Entonces, aplicando 1.7 y 1.22 en 1.21 obtenemos:

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a\phi} = \frac{|V_{ca}|^2 \eta}{|\vec{E}|^2 4R_a} = \frac{\eta l_{ef}^2}{4R_a} \quad (1.24)$$

Temperatura de ruido de antena

Una antena recibe, además de señal, ruido. A la potencia de ruido disponible en los terminales de una antena receptora se le asocia una temperatura de ruido de la antena T_a , entendida como la temperatura a la que tendría que estar una resistencia para producir una potencia de ruido igual:

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R} = kT_a BW \quad (1.25)$$

Donde P_N es la potencia de ruido disponible en bornes de la antena, BW el ancho de banda, $K=1,38 \times 10^{23}$ la constante de Boltzmann, R la resistencia y V_N la tensión, en valor eficaz, en circuito abierto.

La temperatura de antena muestra la respuesta direccional de esta a las diferentes fuentes de ruido incidentes que no son constantes y que tienen asociada una *temperatura de brillo* $T(\theta, \varphi)$ a semejanza de la densidad de potencia [16], entonces:

$$T_a = \frac{1}{\lambda^2} \iint_{4\pi} T(\Omega) A_{ef}(\Omega) d\Omega \quad (1.26)$$

Relación señal-ruido

Es el cociente entre las potencias de señal y de ruido recibidas, se expresa en decibelios. En el caso ideal, sin pérdidas ni desadaptaciones:

$$(S/N)_0 = \frac{P_L}{P_N} = \frac{P_r D_T A_{ef}}{4\pi k T_a B W} \quad (1.27)$$

Dado que en la realidad existen esas pérdidas la potencia de ruido se pondera por el rendimiento de la antena que además se situará en un ambiente con una determinada temperatura T_{amb} , entonces:

$$P_N = k T_a B \eta_l + k T_{amb} B (1 - \eta_l) \quad (1.28)$$

Si igualamos con la relación señal-ruido en el caso ideal, obtenemos:

$$(S/N) = (S/N)_0 \frac{1}{1 + \frac{T_{amb}}{T_a} \frac{1 - \eta_l}{\eta_l}} \quad (1.29)$$

ANNEXO II. MATEMÁTICA Y GEOMETRÍA FRACTAL

Medida de Hausdorff

Artículo extraído de [25].

Sea $U \subset \mathbb{R}^n$ no vacío. El *diámetro* de U se define como:

$$|U| = \sup\{|x - y| : x, y \in U\}$$

Sea I un conjunto arbitrario de índices. La colección $\{U_i\}_{i \in I}$ se denomina δ -*recubrimiento* de F si:

$$F \subset \bigcup_{i \in I} U_i ; \text{ y}$$

$$0 < |U_i| \leq \delta, \text{ para cada } i \in I.$$

Sea $F \subset \mathbb{R}^n$ y s un número no-negativo. Para cualquier $\delta > 0$ se define:

$$\mathcal{H}_\delta^s(F) = \inf \left\{ \sum_{i=1}^{\infty} |U_i|^s \right\},$$

en donde el ínfimo se toma sobre todos los δ -recubrimientos numerables de F . Es posible verificar que \mathcal{H}_δ^s es de hecho una medida exterior en \mathbb{R}^n .

La medida exterior s -dimensional de Hausdorff del conjunto F se define como el valor:

$$\mathcal{H}^s(F) = \lim_{\delta \rightarrow 0} \mathcal{H}_\delta^s(F).$$

Este límite existe, sin embargo, como \mathcal{H}_δ^s crece cuando δ decrece, puede ser infinito.

Es fácil ver que \mathcal{H}^s es una medida exterior, así que, por el Teorema de Carathéodory, la restricción de \mathcal{H}^s a los conjuntos \mathcal{H}^s medibles es de hecho una medida, llamada medida s -dimensional de Hausdorff.

La medida de Hausdorff generaliza la idea de longitud, área y volumen. La medida de dimensión cero cuenta el número de puntos en un conjunto si el conjunto es finito, o es infinita si el conjunto lo es. La medida unidimensional mide la longitud de una curva suave en \mathbb{R}^n . La medida bidimensional de un conjunto en \mathbb{R}^2 es proporcional a su área y análogamente la medida tridimensional de un conjunto en \mathbb{R}^3 es proporcional a su volumen.

Para todo conjunto $F \subset \mathbb{R}^n$ existe $s_o \leq n$ con la propiedad:

$$\mathcal{H}^s(F) = \begin{cases} \infty & \text{para } s < s_o \\ 0 & \text{para } s > s_o \end{cases}$$

Un gráfico de \mathcal{H}^s en función de s (Ver figura) muestra que existe un valor crítico de s en el cual \mathcal{H}^s cambia súbitamente de ∞ a 0.

El comportamiento de $\mathcal{H}^s(F)$ puede explicarse de la siguiente manera: Se cubre el conjunto F con infinitos conjuntos de diámetro pequeño $\delta \rightarrow 0$ y se calcula la suma de dichos diámetros elevados a la s -ésima potencia. Si s es pequeño, dichas potencias tienden a 1 lo cual produce que la suma diverja. Si s es grande, las s -ésimas potencias tienen a cero y la suma tiende a anularse.

La dimensión de Hausdorff se define como:

$$\dim_H(F) := \sup\{s : \mathcal{H}^s(F) = \infty\} := \inf\{s : \mathcal{H}^s(F) = 0\}$$

Sobre el artículo “¿Cuánto mide la costa de Gran Bretaña?”

Artículo extraído de [25].

En este artículo [26], B.B. Mandelbrot empieza con cierta evidencia empírica de que la medición de una línea geográfica real depende de la "regla de medir" o escala mínima usada para medirla, debido a que los detalles cada vez más finos de esa línea aparecen al usar una regla de medir más pequeña.

A continuación Mandelbrot trata el tema de las curvas autosimilares que tienen dimensiones fraccionales entre 1 y 2. Tales curvas son ejemplos de curvas fractales, aunque Mandelbrot no emplea este término en su artículo, pues no lo acuñó hasta 1977.

El artículo examina la paradoja de que la longitud de una línea costera depende de la escala de medida. La evidencia empírica sugiere que cuanto menor es el incremento de medida, la longitud medida se incrementa. Si se va a medir una costa con tramos de diez kilómetros el perímetro obtenido será menor que con tramos de un kilómetro. Esto se debe al hecho de que se estará aproximando un tramo más corto con el tramo largo que con el corto. La evidencia empírica sugiere una regla que, si se extrapola, muestra que la longitud se incrementa sin límite a medida que la longitud del tramo disminuye.

En la primera parte del artículo Mandelbrot discute las investigaciones publicadas por Lewis Fry Richardson sobre si las distancias medidas de las costas y otros contornos geográficos dependen de la escala de medida. Richardson observó que la distancia medida $L(G)$ de varias fronteras de países era función de la escala de medida G . Reuniendo datos de muchos ejemplos diferentes, conjeturó que $L(G)$ podía aproximarse por una función de la forma:

$$L(G) \geq MG^{1-D}$$

Mandelbrot interpreta este resultado como que las costas y otros contornos geográficos tienen una propiedad de autosimilitud estadística, donde el exponente D mide la dimensión Hausdorff del borde. Con esta interpretación, los ejemplos de Richardson tienen dimensiones que van desde 1.02 para la costa de Sudáfrica a 1.25 para la costa occidental de Gran Bretaña.

El artículo no asegura que ninguna línea costera o borde geográfico sea realmente fractal, lo que sería físicamente imposible. Simplemente declara que la distancia medida de una costa o frontera puede comportarse empíricamente como un fractal a lo largo de un conjunto de escalas de medida.

En la segunda parte del artículo Mandelbrot describe varias curvas relacionadas con el copo de Koch, definidas de tal forma que son estrictamente autosimilares. Mandelbrot muestra cómo calcular la dimensión Hausdorff de cada una de estas

curvas, que tienen una dimensionalidad entre 1 y 2. También menciona la curva de Peano, que tiene dimensión 2.

El artículo es importante porque muestra el pensamiento temprano de Mandelbrot sobre los fractales y es un ejemplo de la vinculación de las matemáticas con las formas naturales, tema de gran parte de su trabajo posterior.



Fig ii.1 Relación visual entre la longitud medida (la costa de Gran Bretaña) y la escala de medida (de izquierda a derecha: 200km, 100km, 50km).

ANNEXO III. TABLAS AUXILIARES Y ARCHIVOS DE ENTRADA PARA 4NEC2

Curva de Hilbert de orden de iteración $n = 2$

Archivo HCFA2_PARAM.nec

```

CM      HCFA orden 2 parametrizada
SY      x0=0          'Coordenada de inicio X
SY      y0=0          'Coordenada de inicio Y
SY      d=0.0295      'Distancia de diseño del segmento d [m]
SY      r=0.0005      'Radio del hilo [m]
SY      fp=7          'Ubicación del feed point
CE
GW      1            3      x0          y0          0          x0+d          y0          0      r
GW      2            3      x0+d        y0          0          x0+d          y0+d        0      r
GW      3            3      x0+d        y0+d        0          x0          y0+d        0      r
GW      4            6      x0          y0+d        0          x0          y0+3*d      0      r
GW      5            3      x0          y0+3*d      0          x0+d          y0+3*d      0      r
GW      6            3      x0+d        y0+3*d      0          x0+d          y0+2*d      0      r
GW      7            3      x0+d        y0+2*d      0          x0+2*d        y0+2*d      0      r
GW      8            3      x0+2*d      y0+2*d      0          x0+2*d        y0+3*d      0      r
GW      9            3      x0+2*d      y0+3*d      0          x0+3*d        y0+3*d      0      r
GW      10           6      x0+3*d      y0+3*d      0          x0+3*d        y0+d        0      r
GW      11           3      x0+3*d      y0+d        0          x0+2*d        y0+d        0      r
GW      12           3      x0+2*d      y0+d        0          x0+2*d        y0          0      r
GW      13           3      x0+2*d      y0          0          x0+3*d        y0          0      r
GE      0
EK
EX      0            fp      2          0          1          0
GN      -1
FR      0            1      0          0          900      0
EN

```

Curva de Hilbert de orden de iteración $n = 3$ **Archivo HCFA3_PARAM.nec**

```

CM      HCFA orden 3 parametrizada
SY      x0=0      'Coordenada de inicio X'
SY      y0=0      'Coordenada de inicio Y'
SY      d=0.01144 'Distancia de diseño del segmento d [m]'
SY      r=0.0005  'Radio del hilo [m]'
SY      fp=26     'Ubicación del feed point'
CE
GW      1      1      0      0      0      0      y0+d      0      r
GW      2      1      0      y0+d      0      x0+d      y0+d      0      r
GW      3      1      x0+d      y0+d      0      x0+d      y0      0      r
GW      4      2      x0+d      y0      0      x0+3*d      y0      0      r
GW      5      1      x0+3*d      y0      0      x0+3*d      y0+d      0      r
GW      6      1      x0+3*d      y0+d      0      x0+2*d      y0+d      0      r
GW      7      1      x0+2*d      y0+d      0      x0+2*d      y0+2*d      0      r
GW      8      1      x0+2*d      y0+2*d      0      x0+3*d      y0+2*d      0      r
GW      9      1      x0+3*d      y0+2*d      0      x0+3*d      y0+3*d      0      r
GW      10     2      x0+3*d      y0+3*d      0      x0+d      y0+3*d      0      r
GW      11     1      x0+d      y0+3*d      0      x0+d      y0+2*d      0      r
GW      12     1      x0+d      y0+2*d      0      x0      y0+2*d      0      r
GW      13     2      x0      y0+2*d      0      x0      y0+4*d      0      r
GW      14     1      x0      y0+4*d      0      x0+d      y0+4*d      0      r
GW      15     1      x0+d      y0+4*d      0      x0+d      y0+5*d      0      r
GW      16     1      x0+d      y0+5*d      0      x0      y0+5*d      0      r
GW      17     2      x0      y0+5*d      0      x0      y0+7*d      0      r
GW      18     1      x0      y0+7*d      0      x0+d      y0+7*d      0      r
GW      19     1      x0+d      y0+7*d      0      x0+d      y0+6*d      0      r
GW      20     1      x0+d      y0+6*d      0      x0+2*d      y0+6*d      0      r
GW      21     1      x0+2*d      y0+6*d      0      x0+2*d      y0+7*d      0      r
GW      22     1      x0+2*d      y0+7*d      0      x0+3*d      y0+7*d      0      r
GW      23     2      x0+3*d      y0+7*d      0      x0+3*d      y0+5*d      0      r
GW      24     1      x0+3*d      y0+5*d      0      x0+2*d      y0+5*d      0      r
GW      25     1      x0+2*d      y0+5*d      0      x0+2*d      y0+4*d      0      r
GW      26     3      x0+2*d      y0+4*d      0      x0+5*d      y0+4*d      0      r
GW      27     1      x0+5*d      y0+4*d      0      x0+5*d      y0+5*d      0      r
GW      28     1      x0+5*d      y0+5*d      0      x0+4*d      y0+5*d      0      r
GW      29     2      x0+4*d      y0+5*d      0      x0+4*d      y0+7*d      0      r
GW      30     1      x0+4*d      y0+7*d      0      x0+5*d      y0+7*d      0      r
GW      31     1      x0+5*d      y0+7*d      0      x0+5*d      y0+6*d      0      r
GW      32     1      x0+5*d      y0+6*d      0      x0+6*d      y0+6*d      0      r
GW      33     1      x0+6*d      y0+6*d      0      x0+6*d      y0+7*d      0      r
GW      34     1      x0+6*d      y0+7*d      0      x0+7*d      y0+7*d      0      r

```

GW	35	2	$x0+7*d$	$y0+7*d$	0	$x0+7*d$	$y0+5*d$	0	r
GW	36	1	$x0+7*d$	$y0+5*d$	0	$x0+6*d$	$y0+5*d$	0	r
GW	37	1	$x0+6*d$	$y0+5*d$	0	$x0+6*d$	$y0+4*d$	0	r
GW	38	1	$x0+6*d$	$y0+4*d$	0	$x0+7*d$	$y0+4*d$	0	r
GW	39	2	$x0+7*d$	$y0+4*d$	0	$x0+7*d$	$y0+2*d$	0	r
GW	40	1	$x0+7*d$	$y0+2*d$	0	$x0+6*d$	$y0+2*d$	0	r
GW	41	1	$x0+6*d$	$y0+2*d$	0	$x0+6*d$	$y0+3*d$	0	r
GW	42	2	$x0+6*d$	$y0+3*d$	0	$x0+4*d$	$y0+3*d$	0	r
GW	43	1	$x0+4*d$	$y0+3*d$	0	$x0+4*d$	$y0+2*d$	0	r
GW	44	1	$x0+4*d$	$y0+2*d$	0	$x0+5*d$	$y0+2*d$	0	r
GW	45	1	$x0+5*d$	$y0+2*d$	0	$x0+5*d$	$y0+d$	0	r
GW	46	1	$x0+5*d$	$y0+d$	0	$x0+4*d$	$y0+d$	0	r
GW	47	1	$x0+4*d$	$y0+d$	0	$x0+4*d$	$y0$	0	r
GW	48	2	$x0+4*d$	$y0$	0	$x0+6*d$	$y0$	0	r
GW	49	1	$x0+6*d$	$y0$	0	$x0+6*d$	$y0+d$	0	r
GW	50	1	$x0+6*d$	$y0+d$	0	$x0+7*d$	$y0+d$	0	r
GW	51	1	$x0+7*d$	$y0+d$	0	$x0+7*d$	$y0$	0	r
GE	0								
EK									
EX	0	fp	2	0	1	0			
GN	-1								
FR	0	1	0	0	900	0			
EN									

Archivo HCFA3_PARAM2.nec

```

CM      HCFA orden 3 parametrizada x2
SY      x0=0          'Coordenada de inicio X
SY      y0=0          'Coordenada de inicio Y
SY      d=0.0105      'Distancia de diseño del segmento d [m]
SY      d1=0.0105     'Distancia de diseño del segmento d [m] sección 1
SY      d2=0.0105     'Distancia de diseño del segmento d [m] sección 2
SY      r=0.0005      'Radio del hilo [m]
SY      r1=0.0005     'Radio del hilo [m] sección 1
SY      r2=0.0005     'Radio del hilo [m] sección 2
SY      fp=26         'Ubicación del feed point
CE
GW      1      1      0      0      0      0      y0+d1      0      r1
GW      2      1      0      y0+d1      0      x0+d1      y0+d1      0      r1
GW      3      1      x0+d1      y0+d1      0      x0+d1      y0      0      r1
GW      4      2      x0+d1      y0      0      x0+3*d1      y0      0      r1
GW      5      1      x0+3*d1      y0      0      x0+3*d1      y0+d1      0      r1
GW      6      1      x0+3*d1      y0+d1      0      x0+2*d1      y0+d1      0      r1
GW      7      1      x0+2*d1      y0+d1      0      x0+2*d1      y0+2*d1      0      r1
GW      8      1      x0+2*d1      y0+2*d1      0      x0+3*d1      y0+2*d1      0      r1
GW      9      1      x0+3*d1      y0+2*d1      0      x0+3*d1      y0+3*d1      0      r1
GW      10     2      x0+3*d1      y0+3*d1      0      x0+d1      y0+3*d1      0      r1
GW      11     1      x0+d1      y0+3*d1      0      x0+d1      y0+2*d1      0      r1
GW      12     1      x0+d1      y0+2*d1      0      x0      y0+2*d1      0      r1
GW      13     2      x0      y0+2*d1      0      x0      y0+4*d      0      r
GW      14     1      x0      y0+4*d      0      x0+d      y0+4*d      0      r
GW      15     1      x0+d      y0+4*d      0      x0+d      y0+5*d      0      r
GW      16     1      x0+d      y0+5*d      0      x0      y0+5*d      0      r
GW      17     2      x0      y0+5*d      0      x0      y0+7*d      0      r
GW      18     1      x0      y0+7*d      0      x0+d      y0+7*d      0      r
GW      19     1      x0+d      y0+7*d      0      x0+d      y0+6*d      0      r
GW      20     1      x0+d      y0+6*d      0      x0+2*d      y0+6*d      0      r
GW      21     1      x0+2*d      y0+6*d      0      x0+2*d      y0+7*d      0      r
GW      22     1      x0+2*d      y0+7*d      0      x0+3*d      y0+7*d      0      r
GW      23     2      x0+3*d      y0+7*d      0      x0+3*d      y0+5*d      0      r
GW      24     1      x0+3*d      y0+5*d      0      x0+2*d      y0+5*d      0      r
GW      25     1      x0+2*d      y0+5*d      0      x0+2*d      y0+4*d      0      r
GW      26     3      x0+2*d      y0+4*d      0      x0+5*d      y0+4*d      0      r
GW      27     1      x0+5*d      y0+4*d      0      x0+5*d      y0+5*d      0      r
GW      28     1      x0+5*d      y0+5*d      0      x0+4*d      y0+5*d      0      r
GW      29     2      x0+4*d      y0+5*d      0      x0+4*d      y0+7*d      0      r
GW      30     1      x0+4*d      y0+7*d      0      x0+5*d      y0+7*d      0      r
GW      31     1      x0+5*d      y0+7*d      0      x0+5*d      y0+6*d      0      r

```

GW	32	1	$x0+5*d$	$y0+6*d$	0	$x0+6*d$	$y0+6*d$	0	r
GW	33	1	$x0+6*d$	$y0+6*d$	0	$x0+6*d$	$y0+7*d$	0	r
GW	34	1	$x0+6*d$	$y0+7*d$	0	$x0+7*d$	$y0+7*d$	0	r
GW	35	2	$x0+7*d$	$y0+7*d$	0	$x0+7*d$	$y0+5*d$	0	r
GW	36	1	$x0+7*d$	$y0+5*d$	0	$x0+6*d$	$y0+5*d$	0	r
GW	37	1	$x0+6*d$	$y0+5*d$	0	$x0+6*d$	$y0+4*d$	0	r
GW	38	1	$x0+6*d$	$y0+4*d$	0	$x0+7*d$	$y0+4*d$	0	r
GW	39	2	$x0+7*d$	$y0+4*d$	0	$x0+7*d$	$y0+2*d2$	0	r
GW	40	1	$x0+7*d$	$y0+2*d2$	0	$x0+7*d-d2$	$y0+2*d2$	0	r2
GW	41	1	$x0+7*d-d2$	$y0+2*d2$	0	$x0+7*d-d2$	$y0+3*d2$	0	r2
GW	42	1	$x0+7*d-d2$	$y0+3*d2$	0	$x0+7*d-3*d2$	$y0+3*d2$	0	r2
GW	43	1	$x0+7*d-3*d2$	$y0+3*d2$	0	$x0+7*d-3*d2$	$y0+2*d2$	0	r2
GW	44	1	$x0+7*d-3*d2$	$y0+2*d2$	0	$x0+7*d-2*d2$	$y0+2*d2$	0	r2
GW	45	1	$x0+7*d-2*d2$	$y0+2*d2$	0	$x0+7*d-2*d2$	$y0+d2$	0	r2
GW	46	1	$x0+7*d-2*d2$	$y0+d2$	0	$x0+7*d-3*d2$	$y0+d2$	0	r2
GW	47	1	$x0+7*d-3*d2$	$y0+d2$	0	$x0+7*d-3*d2$	$y0$	0	r2
GW	48	2	$x0+7*d-3*d2$	$y0$	0	$x0+7*d-d2$	$y0$	0	r2
GW	49	1	$x0+7*d-d2$	$y0$	0	$x0+7*d-d2$	$y0+d2$	0	r2
GW	50	1	$x0+7*d-d2$	$y0+d2$	0	$x0+7*d$	$y0+d2$	0	r2
GW	51	1	$x0+7*d$	$y0+d2$	0	$x0+7*d$	$y0$	0	r2
GE	0								
EK									
EX	0	fp	2	0	1	0			
GN	-1								
FR	0	1	0	0	900	0			
EN									

Curva de Hilbert de orden de iteración $n = 4$ **Archivo HCFA4_PARAM.nec**

```

CM      HCFA orden 4 parametrizada
SY      x0=0          'Coordenada de inicio X'
SY      y0=0          'Coordenada de inicio Y'
SY      d=0.01144     'Distancia de diseño del segmento d [m]'
SY      r=0.0005      'Radio del hilo [m]'
SY      fp=103        'Ubicación del feed point'
CE
GW      1      1      0      0      0      x0+d      y0      0      r
GW      2      1      x0+d      y0      0      x0+d      y0+d      0      r
GW      3      1      x0+d      y0+d      0      x0      y0+d      0      r
GW      4      2      x0      y0+d      0      x0      y0+3*d      0      r
GW      5      1      x0      y0+3*d      0      x0+d      y0+3*d      0      r
GW      6      1      x0+d      y0+3*d      0      x0+d      y0+2*d      0      r
GW      7      1      x0+d      y0+2*d      0      x0+2*d      y0+2*d      0      r
GW      8      1      x0+2*d      y0+2*d      0      x0+2*d      y0+3*d      0      r
GW      9      1      x0+2*d      y0+3*d      0      x0+3*d      y0+3*d      0      r
GW      10     2      x0+3*d      y0+3*d      0      x0+3*d      y0+d      0      r
GW      11     1      x0+3*d      y0+d      0      x0+2*d      y0+d      0      r
GW      12     1      x0+2*d      y0+d      0      x0+2*d      y0      0      r
GW      13     2      x0+2*d      y0      0      x0+4*d      y0      0      r
GW      14     1      x0+4*d      y0      0      x0+4*d      y0+d      0      r
GW      15     1      x0+4*d      y0+d      0      x0+5*d      y0+d      0      r
GW      16     1      x0+5*d      y0+d      0      x0+5*d      y0      0      r
GW      17     2      x0+5*d      y0      0      x0+7*d      y0      0      r
GW      18     1      x0+7*d      y0      0      x0+7*d      y0+d      0      r
GW      19     1      x0+7*d      y0+d      0      x0+6*d      y0+d      0      r
GW      20     1      x0+6*d      y0+d      0      x0+6*d      y0+2*d      0      r
GW      21     1      x0+6*d      y0+2*d      0      x0+7*d      y0+2*d      0      r
GW      22     1      x0+7*d      y0+2*d      0      x0+7*d      y0+3*d      0      r
GW      23     2      x0+7*d      y0+3*d      0      x0+5*d      y0+3*d      0      r
GW      24     1      x0+5*d      y0+3*d      0      x0+5*d      y0+2*d      0      r
GW      25     1      x0+5*d      y0+2*d      0      x0+4*d      y0+2*d      0      r
GW      26     3      x0+4*d      y0+2*d      0      x0+4*d      y0+5*d      0      r
GW      27     1      x0+4*d      y0+5*d      0      x0+5*d      y0+5*d      0      r
GW      28     1      x0+5*d      y0+5*d      0      x0+5*d      y0+4*d      0      r
GW      29     2      x0+5*d      y0+4*d      0      x0+7*d      y0+4*d      0      r
GW      30     1      x0+7*d      y0+4*d      0      x0+7*d      y0+5*d      0      r
GW      31     1      x0+7*d      y0+5*d      0      x0+6*d      y0+5*d      0      r
GW      32     1      x0+6*d      y0+5*d      0      x0+6*d      y0+6*d      0      r
GW      33     1      x0+6*d      y0+6*d      0      x0+7*d      y0+6*d      0      r
GW      34     1      x0+7*d      y0+6*d      0      x0+7*d      y0+7*d      0      r

```

GW	35	2	x_0+7*d	y_0+7*d	0	x_0+5*d	y_0+7*d	0	r
GW	36	1	x_0+5*d	y_0+7*d	0	x_0+5*d	y_0+6*d	0	r
GW	37	1	x_0+5*d	y_0+6*d	0	x_0+4*d	y_0+6*d	0	r
GW	38	1	x_0+4*d	y_0+6*d	0	x_0+4*d	y_0+7*d	0	r
GW	39	2	x_0+4*d	y_0+7*d	0	x_0+2*d	y_0+7*d	0	r
GW	40	1	x_0+2*d	y_0+7*d	0	x_0+2*d	y_0+6*d	0	r
GW	41	1	x_0+2*d	y_0+6*d	0	x_0+3*d	y_0+6*d	0	r
GW	42	2	x_0+3*d	y_0+6*d	0	x_0+3*d	y_0+4*d	0	r
GW	43	1	x_0+3*d	y_0+4*d	0	x_0+2*d	y_0+4*d	0	r
GW	44	1	x_0+2*d	y_0+4*d	0	x_0+2*d	y_0+5*d	0	r
GW	45	1	x_0+2*d	y_0+5*d	0	x_0+d	y_0+5*d	0	r
GW	46	1	x_0+d	y_0+5*d	0	x_0+d	y_0+4*d	0	r
GW	47	1	x_0+d	y_0+4*d	0	x_0	y_0+4*d	0	r
GW	48	2	x_0	y_0+4*d	0	x_0	y_0+6*d	0	r
GW	49	1	x_0	y_0+6*d	0	x_0+d	y_0+6*d	0	r
GW	50	1	x_0+d	y_0+6*d	0	x_0+d	y_0+7*d	0	r
GW	51	1	x_0+d	y_0+7*d	0	x_0	y_0+7*d	0	r
GW	52	2	x_0	y_0+7*d	0	x_0	y_0+9*d	0	r
GW	53	1	x_0	y_0+9*d	0	x_0+d	y_0+9*d	0	r
GW	54	1	x_0+d	y_0+9*d	0	x_0+d	y_0+8*d	0	r
GW	55	2	x_0+d	y_0+8*d	0	x_0+3*d	y_0+8*d	0	r
GW	56	1	x_0+3*d	y_0+8*d	0	x_0+3*d	y_0+9*d	0	r
GW	57	1	x_0+3*d	y_0+9*d	0	x_0+2*d	y_0+9*d	0	r
GW	58	1	x_0+2*d	y_0+9*d	0	x_0+2*d	y_0+10*d	0	r
GW	59	1	x_0+2*d	y_0+10*d	0	x_0+3*d	y_0+10*d	0	r
GW	60	1	x_0+3*d	y_0+10*d	0	x_0+3*d	y_0+11*d	0	r
GW	61	2	x_0+3*d	y_0+11*d	0	x_0+d	y_0+11*d	0	r
GW	62	1	x_0+d	y_0+11*d	0	x_0+d	y_0+10*d	0	r
GW	63	1	x_0+d	y_0+10*d	0	x_0	y_0+10*d	0	r
GW	64	2	x_0	y_0+10*d	0	x_0	y_0+12*d	0	r
GW	65	1	x_0	y_0+12*d	0	x_0+d	y_0+12*d	0	r
GW	66	1	x_0+d	y_0+12*d	0	x_0+d	y_0+13*d	0	r
GW	67	1	x_0+d	y_0+13*d	0	x_0	y_0+13*d	0	r
GW	68	2	x_0	y_0+13*d	0	x_0	y_0+15*d	0	r
GW	69	1	x_0	y_0+15*d	0	x_0+d	y_0+15*d	0	r
GW	70	1	x_0+d	y_0+15*d	0	x_0+d	y_0+14*d	0	r
GW	71	1	x_0+d	y_0+14*d	0	x_0+2*d	y_0+14*d	0	r
GW	72	1	x_0+2*d	y_0+14*d	0	x_0+2*d	y_0+15*d	0	r
GW	73	1	x_0+2*d	y_0+15*d	0	x_0+3*d	y_0+15*d	0	r
GW	74	2	x_0+3*d	y_0+15*d	0	x_0+3*d	y_0+13*d	0	r
GW	75	1	x_0+3*d	y_0+13*d	0	x_0+2*d	y_0+13*d	0	r
GW	76	1	x_0+2*d	y_0+13*d	0	x_0+2*d	y_0+12*d	0	r
GW	77	3	x_0+2*d	y_0+12*d	0	x_0+5*d	y_0+12*d	0	r
GW	78	1	x_0+5*d	y_0+12*d	0	x_0+5*d	y_0+13*d	0	r
GW	79	1	x_0+5*d	y_0+13*d	0	x_0+4*d	y_0+13*d	0	r

GW	80	2	x_0+4*d	y_0+13*d	0	x_0+4*d	y_0+15*d	0	r
GW	81	1	x_0+4*d	y_0+15*d	0	x_0+5*d	y_0+15*d	0	r
GW	82	1	x_0+5*d	y_0+15*d	0	x_0+5*d	y_0+14*d	0	r
GW	83	1	x_0+5*d	y_0+14*d	0	x_0+6*d	y_0+14*d	0	r
GW	84	1	x_0+6*d	y_0+14*d	0	x_0+6*d	y_0+15*d	0	r
GW	85	1	x_0+6*d	y_0+15*d	0	x_0+7*d	y_0+15*d	0	r
GW	86	2	x_0+7*d	y_0+15*d	0	x_0+7*d	y_0+13*d	0	r
GW	87	1	x_0+7*d	y_0+13*d	0	x_0+6*d	y_0+13*d	0	r
GW	88	1	x_0+6*d	y_0+13*d	0	x_0+6*d	y_0+12*d	0	r
GW	89	1	x_0+6*d	y_0+12*d	0	x_0+7*d	y_0+12*d	0	r
GW	90	2	x_0+7*d	y_0+12*d	0	x_0+7*d	y_0+10*d	0	r
GW	91	1	x_0+7*d	y_0+10*d	0	x_0+6*d	y_0+10*d	0	r
GW	92	1	x_0+6*d	y_0+10*d	0	x_0+6*d	y_0+11*d	0	r
GW	93	2	x_0+6*d	y_0+11*d	0	x_0+4*d	y_0+11*d	0	r
GW	94	1	x_0+4*d	y_0+11*d	0	x_0+4*d	y_0+10*d	0	r
GW	95	1	x_0+4*d	y_0+10*d	0	x_0+5*d	y_0+10*d	0	r
GW	96	1	x_0+5*d	y_0+10*d	0	x_0+5*d	y_0+9*d	0	r
GW	97	1	x_0+5*d	y_0+9*d	0	x_0+4*d	y_0+9*d	0	r
GW	98	1	x_0+4*d	y_0+9*d	0	x_0+4*d	y_0+8*d	0	r
GW	99	2	x_0+4*d	y_0+8*d	0	x_0+6*d	y_0+8*d	0	r
GW	100	1	x_0+6*d	y_0+8*d	0	x_0+6*d	y_0+9*d	0	r
GW	101	1	x_0+6*d	y_0+9*d	0	x_0+7*d	y_0+9*d	0	r
GW	102	1	x_0+7*d	y_0+9*d	0	x_0+7*d	y_0+8*d	0	r
GW	103	1	x_0+7*d	y_0+8*d	0	x_0+8*d	y_0+8*d	0	r
GW	104	1	x_0+8*d	y_0+8*d	0	x_0+8*d	y_0+9*d	0	r
GW	105	1	x_0+8*d	y_0+9*d	0	x_0+9*d	y_0+9*d	0	r
GW	106	1	x_0+9*d	y_0+9*d	0	x_0+9*d	y_0+8*d	0	r
GW	107	2	x_0+9*d	y_0+8*d	0	x_0+11*d	y_0+8*d	0	r
GW	108	1	x_0+11*d	y_0+8*d	0	x_0+11*d	y_0+9*d	0	r
GW	109	1	x_0+11*d	y_0+9*d	0	x_0+10*d	y_0+9*d	0	r
GW	110	1	x_0+10*d	y_0+9*d	0	x_0+10*d	y_0+10*d	0	r
GW	111	1	x_0+10*d	y_0+10*d	0	x_0+11*d	y_0+10*d	0	r
GW	112	1	x_0+11*d	y_0+10*d	0	x_0+11*d	y_0+11*d	0	r
GW	113	2	x_0+11*d	y_0+11*d	0	x_0+9*d	y_0+11*d	0	r
GW	114	1	x_0+9*d	y_0+11*d	0	x_0+9*d	y_0+10*d	0	r
GW	115	1	x_0+9*d	y_0+10*d	0	x_0+8*d	y_0+10*d	0	r
GW	116	2	x_0+8*d	y_0+10*d	0	x_0+8*d	y_0+12*d	0	r
GW	117	1	x_0+8*d	y_0+12*d	0	x_0+9*d	y_0+12*d	0	r
GW	118	1	x_0+9*d	y_0+12*d	0	x_0+9*d	y_0+13*d	0	r
GW	119	1	x_0+9*d	y_0+13*d	0	x_0+8*d	y_0+13*d	0	r
GW	120	2	x_0+8*d	y_0+13*d	0	x_0+8*d	y_0+15*d	0	r
GW	121	1	x_0+8*d	y_0+15*d	0	x_0+9*d	y_0+15*d	0	r
GW	122	1	x_0+9*d	y_0+15*d	0	x_0+9*d	y_0+14*d	0	r
GW	123	1	x_0+9*d	y_0+14*d	0	x_0+10*d	y_0+14*d	0	r
GW	124	1	x_0+10*d	y_0+14*d	0	x_0+10*d	y_0+15*d	0	r

GW	125	1	x_0+10*d	y_0+15*d	0	x_0+11*d	y_0+15*d	0	r
GW	126	2	x_0+11*d	y_0+15*d	0	x_0+11*d	y_0+13*d	0	r
GW	127	1	x_0+11*d	y_0+13*d	0	x_0+10*d	y_0+13*d	0	r
GW	128	1	x_0+10*d	y_0+13*d	0	x_0+10*d	y_0+12*d	0	r
GW	129	3	x_0+10*d	y_0+12*d	0	x_0+13*d	y_0+12*d	0	r
GW	130	1	x_0+13*d	y_0+12*d	0	x_0+13*d	y_0+13*d	0	r
GW	131	1	x_0+13*d	y_0+13*d	0	x_0+12*d	y_0+13*d	0	r
GW	132	2	x_0+12*d	y_0+13*d	0	x_0+12*d	y_0+15*d	0	r
GW	133	1	x_0+12*d	y_0+15*d	0	x_0+13*d	y_0+15*d	0	r
GW	134	1	x_0+13*d	y_0+15*d	0	x_0+13*d	y_0+14*d	0	r
GW	135	1	x_0+13*d	y_0+14*d	0	x_0+14*d	y_0+14*d	0	r
GW	136	1	x_0+14*d	y_0+14*d	0	x_0+14*d	y_0+15*d	0	r
GW	137	1	x_0+14*d	y_0+15*d	0	x_0+15*d	y_0+15*d	0	r
GW	138	2	x_0+15*d	y_0+15*d	0	x_0+15*d	y_0+13*d	0	r
GW	139	1	x_0+15*d	y_0+13*d	0	x_0+14*d	y_0+13*d	0	r
GW	140	1	x_0+14*d	y_0+13*d	0	x_0+14*d	y_0+12*d	0	r
GW	141	1	x_0+14*d	y_0+12*d	0	x_0+15*d	y_0+12*d	0	r
GW	142	2	x_0+15*d	y_0+12*d	0	x_0+15*d	y_0+10*d	0	r
GW	143	1	x_0+15*d	y_0+10*d	0	x_0+14*d	y_0+10*d	0	r
GW	144	1	x_0+14*d	y_0+10*d	0	x_0+14*d	y_0+11*d	0	r
GW	145	2	x_0+14*d	y_0+11*d	0	x_0+12*d	y_0+11*d	0	r
GW	146	1	x_0+12*d	y_0+11*d	0	x_0+12*d	y_0+10*d	0	r
GW	147	1	x_0+12*d	y_0+10*d	0	x_0+13*d	y_0+10*d	0	r
GW	148	1	x_0+13*d	y_0+10*d	0	x_0+13*d	y_0+9*d	0	r
GW	149	1	x_0+13*d	y_0+9*d	0	x_0+12*d	y_0+9*d	0	r
GW	150	1	x_0+12*d	y_0+9*d	0	x_0+12*d	y_0+8*d	0	r
GW	151	2	x_0+12*d	y_0+8*d	0	x_0+14*d	y_0+8*d	0	r
GW	152	1	x_0+14*d	y_0+8*d	0	x_0+14*d	y_0+9*d	0	r
GW	153	1	x_0+14*d	y_0+9*d	0	x_0+15*d	y_0+9*d	0	r
GW	154	2	x_0+15*d	y_0+9*d	0	x_0+15*d	y_0+7*d	0	r
GW	155	1	x_0+15*d	y_0+7*d	0	x_0+14*d	y_0+7*d	0	r
GW	156	1	x_0+14*d	y_0+7*d	0	x_0+14*d	y_0+6*d	0	r
GW	157	1	x_0+14*d	y_0+6*d	0	x_0+15*d	y_0+6*d	0	r
GW	158	2	x_0+15*d	y_0+6*d	0	x_0+15*d	y_0+4*d	0	r
GW	159	1	x_0+15*d	y_0+4*d	0	x_0+14*d	y_0+4*d	0	r
GW	160	1	x_0+14*d	y_0+4*d	0	x_0+14*d	y_0+5*d	0	r
GW	161	1	x_0+14*d	y_0+5*d	0	x_0+13*d	y_0+5*d	0	r
GW	162	1	x_0+13*d	y_0+5*d	0	x_0+13*d	y_0+4*d	0	r
GW	163	1	x_0+13*d	y_0+4*d	0	x_0+12*d	y_0+4*d	0	r
GW	164	2	x_0+12*d	y_0+4*d	0	x_0+12*d	y_0+6*d	0	r
GW	165	1	x_0+12*d	y_0+6*d	0	x_0+13*d	y_0+6*d	0	r
GW	166	1	x_0+13*d	y_0+6*d	0	x_0+13*d	y_0+7*d	0	r
GW	167	2	x_0+13*d	y_0+7*d	0	x_0+11*d	y_0+7*d	0	r
GW	168	1	x_0+11*d	y_0+7*d	0	x_0+11*d	y_0+6*d	0	r
GW	169	1	x_0+11*d	y_0+6*d	0	x_0+10*d	y_0+6*d	0	r

GW	170	1	x_0+10*d	y_0+6*d	0	x_0+10*d	y_0+7*d	0	r
GW	171	2	x_0+10*d	y_0+7*d	0	x_0+8*d	y_0+7*d	0	r
GW	172	1	x_0+8*d	y_0+7*d	0	x_0+8*d	y_0+6*d	0	r
GW	173	1	x_0+8*d	y_0+6*d	0	x_0+9*d	y_0+6*d	0	r
GW	174	1	x_0+9*d	y_0+6*d	0	x_0+9*d	y_0+5*d	0	r
GW	175	1	x_0+9*d	y_0+5*d	0	x_0+8*d	y_0+5*d	0	r
GW	176	1	x_0+8*d	y_0+5*d	0	x_0+8*d	y_0+4*d	0	r
GW	177	2	x_0+8*d	y_0+4*d	0	x_0+10*d	y_0+4*d	0	r
GW	178	1	x_0+10*d	y_0+4*d	0	x_0+10*d	y_0+5*d	0	r
GW	179	1	x_0+10*d	y_0+5*d	0	x_0+11*d	y_0+5*d	0	r
GW	180	3	x_0+11*d	y_0+5*d	0	x_0+11*d	y_0+2*d	0	r
GW	181	1	x_0+11*d	y_0+2*d	0	x_0+10*d	y_0+2*d	0	r
GW	182	1	x_0+10*d	y_0+2*d	0	x_0+10*d	y_0+3*d	0	r
GW	183	2	x_0+10*d	y_0+3*d	0	x_0+8*d	y_0+3*d	0	r
GW	184	1	x_0+8*d	y_0+3*d	0	x_0+8*d	y_0+2*d	0	r
GW	185	1	x_0+8*d	y_0+2*d	0	x_0+9*d	y_0+2*d	0	r
GW	186	1	x_0+9*d	y_0+2*d	0	x_0+9*d	y_0+d	0	r
GW	187	1	x_0+9*d	y_0+d	0	x_0+8*d	y_0+d	0	r
GW	188	1	x_0+8*d	y_0+d	0	x_0+8*d	y_0	0	r
GW	189	2	x_0+8*d	y_0	0	x_0+10*d	y_0	0	r
GW	190	1	x_0+10*d	y_0	0	x_0+10*d	y_0+d	0	r
GW	191	1	x_0+10*d	y_0+d	0	x_0+11*d	y_0+d	0	r
GW	192	1	x_0+11*d	y_0+d	0	x_0+11*d	y_0	0	r
GW	193	2	x_0+11*d	y_0	0	x_0+13*d	y_0	0	r
GW	194	1	x_0+13*d	y_0	0	x_0+13*d	y_0+d	0	r
GW	195	1	x_0+13*d	y_0+d	0	x_0+12*d	y_0+d	0	r
GW	196	2	x_0+12*d	y_0+d	0	x_0+12*d	y_0+3*d	0	r
GW	197	1	x_0+12*d	y_0+3*d	0	x_0+13*d	y_0+3*d	0	r
GW	198	1	x_0+13*d	y_0+3*d	0	x_0+13*d	y_0+2*d	0	r
GW	199	1	x_0+13*d	y_0+2*d	0	x_0+14*d	y_0+2*d	0	r
GW	200	1	x_0+14*d	y_0+2*d	0	x_0+14*d	y_0+3*d	0	r
GW	201	1	x_0+14*d	y_0+3*d	0	x_0+15*d	y_0+3*d	0	r
GW	202	2	x_0+15*d	y_0+3*d	0	x_0+15*d	y_0+d	0	r
GW	203	1	x_0+15*d	y_0+d	0	x_0+14*d	y_0+d	0	r
GW	204	1	x_0+14*d	y_0+d	0	x_0+14*d	y_0	0	r
GW	205	1	x_0+14*d	y_0	0	x_0+15*d	y_0	0	r
GE	0								
EK									
EX	0	fp	1	0	1	0			
GN	-1								
FR	0	1	0	0	900	0			
EN									

ANNEXO IV. CARACTERÍSTICAS DE LOS MATERIALES

Cable RG-174

RG 174/U Type

Product Construction:

Conductors:

- Copper per ASTM B-3
- Copper-clad steel per ASTM B-869

Insulation/Core:

- Solid polyethylene (PE) design

Shield:

- Tinned or bare copper braid

Jacket:



- Premium PVC compound

Packaging:

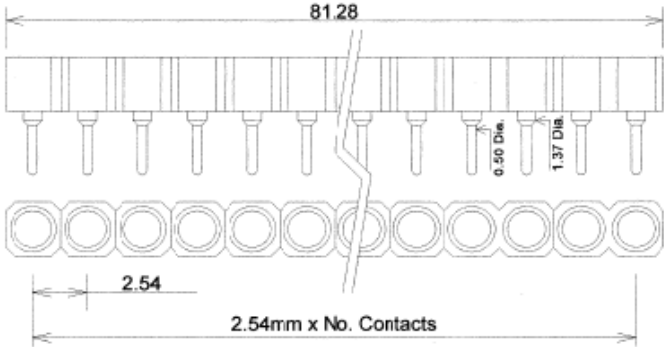
- Please contact Customer Service for packaging and color options

Applications:

- Suitable for RF signal transmission
- MATV
- CATV
- CCTV
- See Coax Connector Cross Reference, pages 185-192

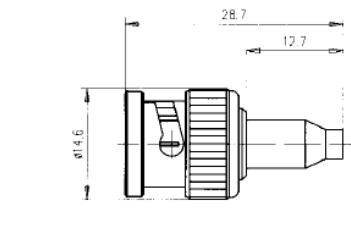
CATALOG NUMBER	AWG SIZE NOM. DCR	INSULATION MATERIAL		SHIELD COVERAGE NOM SHLD DCR	NOMINAL O.D.		NOMINAL CAPACITANCE		VELOCITY OF PROPAGATION, %	NOMINAL IMPEDANCE, Ω	NOMINAL ATTENUATION				
		INCHES	mm		INCHES	mm	pF/ft	pF/m			MHz	dB/100'			
C1156 RG 174/U Type 1354 	26 Ga. (7/34) Copper-Clad Steel 97.0 Ω/Mft.	Solid PE		95% Tinned Copper Braid 10.3 Ω/Mft.	Black PVC		30.80	101.05	66	50	1	1.90			
		0.060	1.52		0.103	2.62					10	3.30	50	5.80	100
395027 RG-174/U 1354 	26 Ga. (7/34) Copper-Clad Steel 93.0 Ω/Mft.	Solid PE		88% Tinned Copper Braid Shield 10.7 Ω/Mft.	Black PVC		30.80	101.05	66	50	1	1.90			
		0.059	0.139		0.110	2.82					10	3.30	50	5.80	100

Zócalos

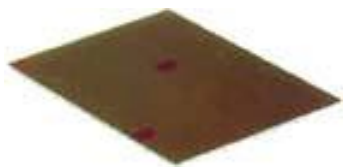
<div><div>TITLE; Single in line socket - Turned Pin</div><div></div><div>PIN PLATING = 60/40 TIN LEAD 5 MICRONS CONTACT PLATING = 0.25 MICRONS OVER 3 MICRONS NICKEL</div></div>	DIM. MM
	TOL. +/-0.10
	SCALE. NTS
	DWN. JG
	DATE. 27/3/15
	ISSUE ORIGINAL
WINSLOW ADAPTICS LTD DWG.# SKT4012	

Conector BNC Macho RG-174

	Basic	Standard	Professional	MIL
Mechanische Eigenschaften/ Mechanical Characteristics Steckzyklen (Goldauflage Innenleiter)/ Mating cycles (gold plating inner conductor)	100 (0.2 μm)		1000 (0.8 μm)	2000 (1.27 μm)
Klimatische Eigenschaften/ Climatic Characteristics Temperaturbereich (Werkstoffisolierung)/ Temperature range (material insulator)		-40/75 (PE-LD)		-65/165 (PTFE)
Werkstoffe/Materials Bajonethülse/Bayonet (Coupling nut) Außenleiter/Outer conductor Federscheibe/Coupling spring Innenleiter/Inner conductor Crimprohr/Crimp ferrule Isolierung/Insulator		Zinkdruckguß/zinc die casting Messing/brass Kupferberyllium/copper beryllium Messing/brass Kupfer/copper siehe unter klimatische Eigenschaften/ see under climatic characteristics		Messing/brass Messing/brass Kupferberyllium/ copper beryllium Messing/brass Kupfer/copper PTFE/PTFE
Oberfläche/Plating Finish Bajonethülse/Bayonet (Coupling nut) Außenleiter/Outer conductor Innenleiter/Inner conductor Crimprohr/Crimp ferrule			Nickel/nickel/ Nickel/nickel/ Gold/gold Nickel/nickel	
Elektrische Eigenschaften nach IEC 169-8/ Electrical Characteristics to IEC 169-8 Durchgangswiderstand/Contact resistance Innenleiter/Inner conductor Außenleiter/Outer conductor		im Neuzustand/initial ≤ 0.9 m Ω ≤ 0.2 m Ω		nach IEC/to IEC ≤ 20 m Ω ≤ 5 m Ω
Isolationswiderstand/Insulation resistance Spannungsfestigkeit/Voltage proof Wellenwiderstand/Impedance Betriebsspannung/Working voltage Frequenzbereich/Frequency range VSWR/VSWR			≥ 5 G Ω 1.5 kV 50 Ω/75 Ω 500V _{eff} /50 Hz 4 GHz ≤ 1.25/1 GHz (50 Ω)	



Placas fotoeléctricas



Placa positiva de fibra de vidrio 1 cara

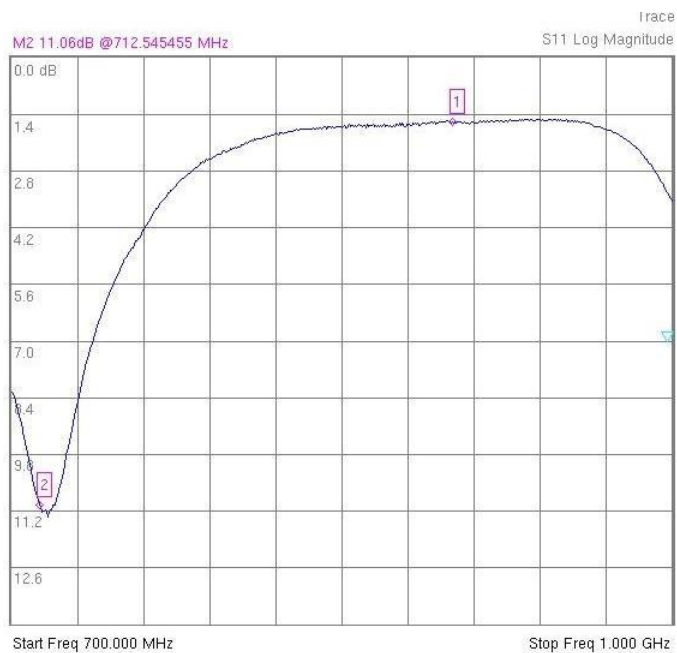
Grosor 1,2 mm, cobre de 35μm, medidas: 100 x 160 mm

Substrato FR4: permitividad eléctrica relativa, ϵ_r , entre 3.8 y 4.7.

ANEXO VI. CAPTURAS DE PANTALLA DEL ANALIZADOR ANRITSU MS2036A SOBRE LAS MEDIDAS DE ADAPTACIÓN

Antena HCFA2_OPT900

Medidas realizadas sin material absorbente



Antena HCFA2_ OPT900.

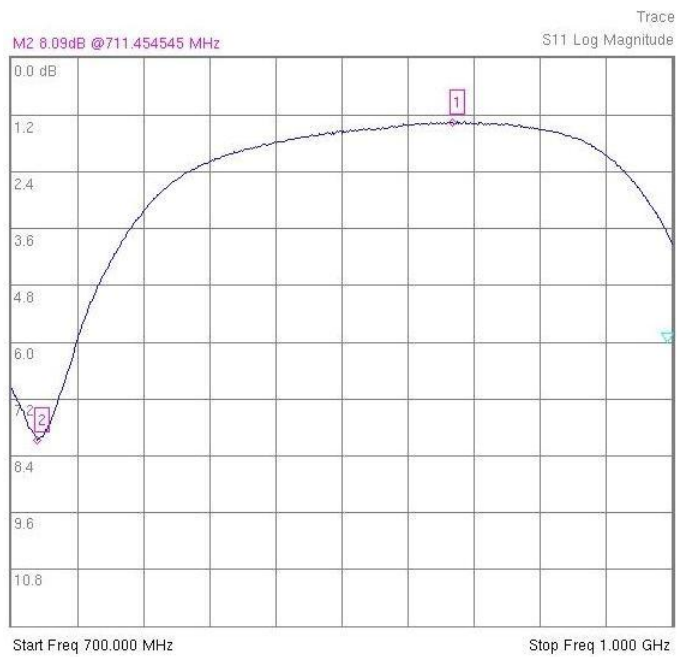
Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 712.54 MHz.



Antena HCFA2_ OPT900.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 714,72 MHz.

Medidas realizadas con material absorbente



Antena HCFA2_ OPT900.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 711.45 MHz.

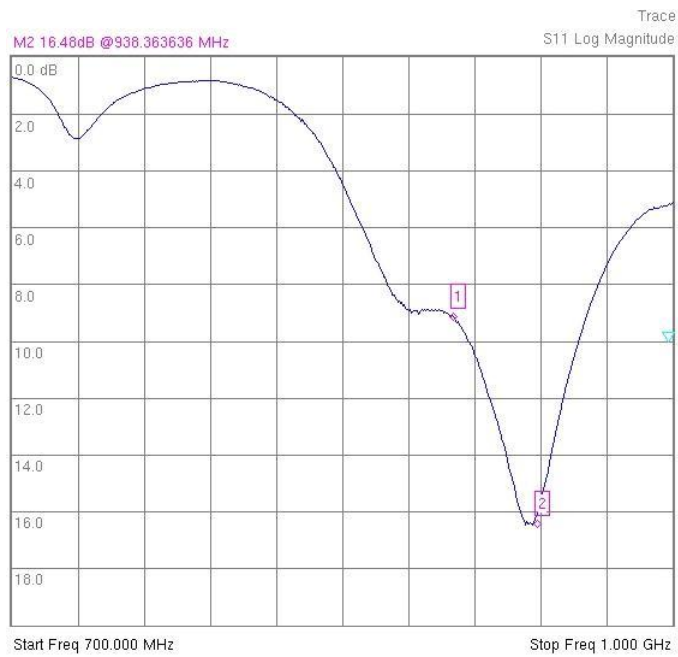


Antena HCFA2_ OPT900.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 711,45 MHz.

Antena HCFA3_OPT900

Medidas realizadas sin material absorbente



Antena HCFA3_ OPT900.

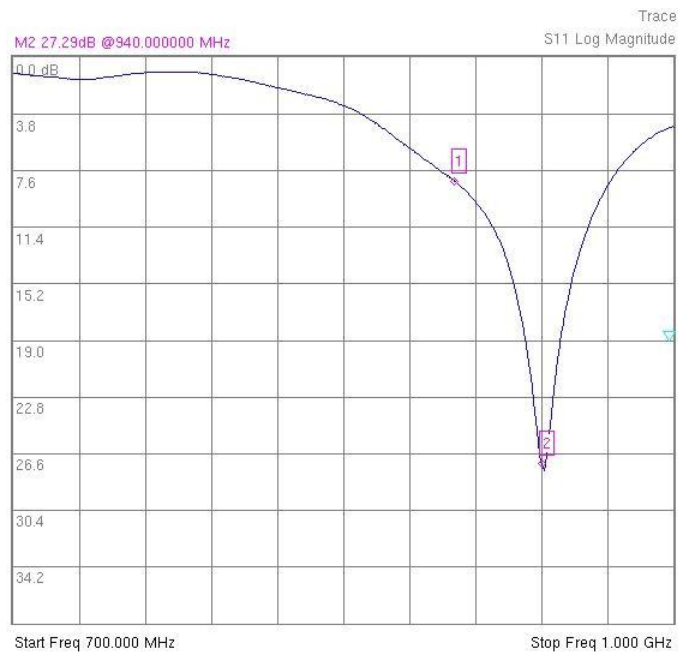
Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 938.36 MHz.



Antena HCFA3_ OPT900.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 938,36 MHz.

Medidas realizadas con material absorbente



Antena HCFA3_ OPT900.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 940MHz.

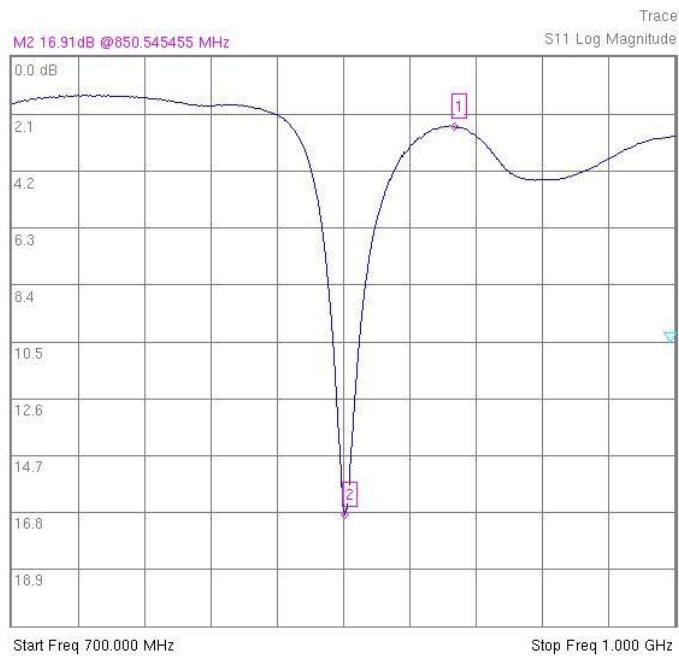


Antena HCFA3_ OPT900.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 940MHz.

Antena HCFA4_OPT900

Medidas realizadas sin material absorbente



Antena HCFA4_OPT900.

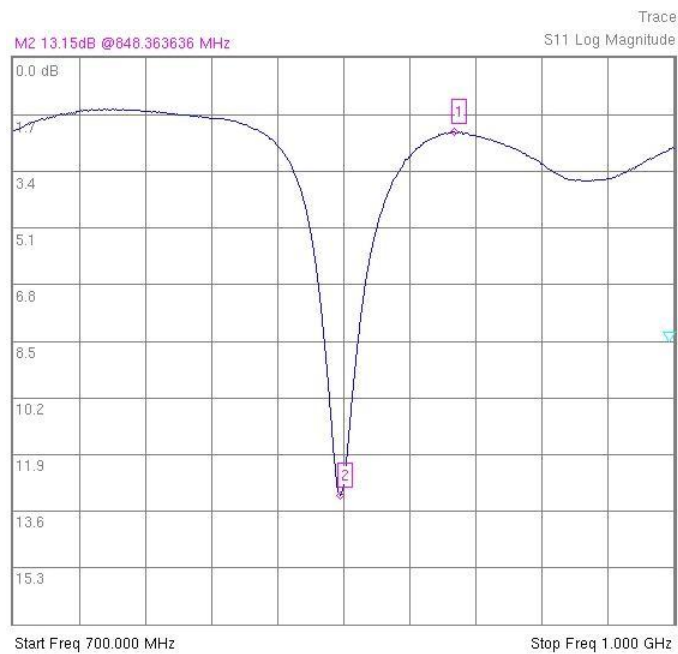
Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 850,54 MHz.



Antena HCFA4_OPT900.

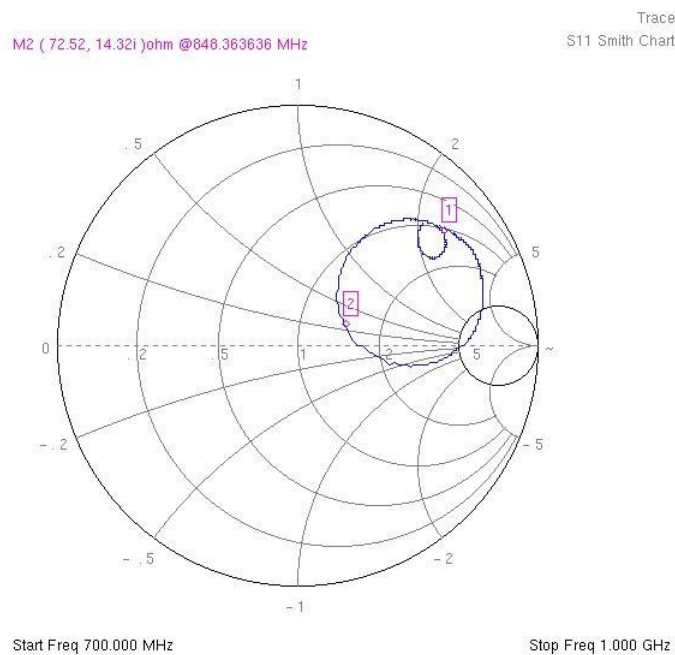
Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 850,54 MHz.

Medidas realizadas con material absorbente



Antena HCFA4_ OPT900.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 848,36 MHz.

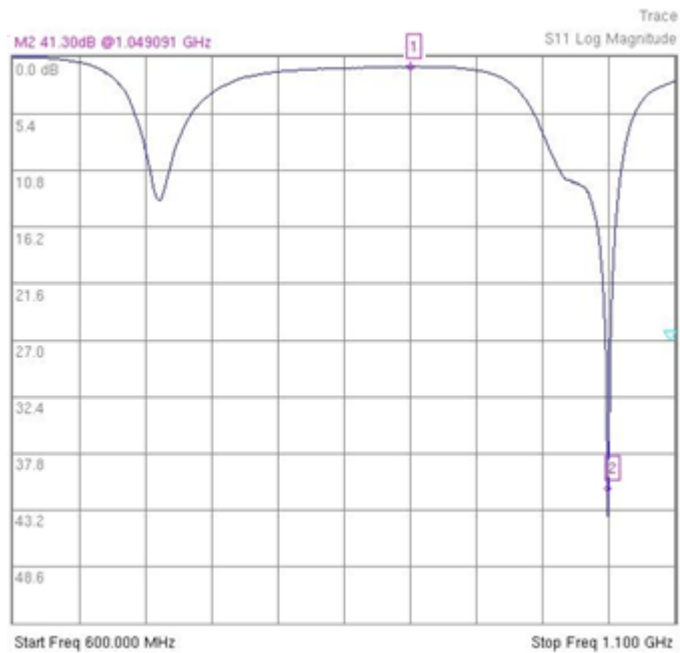


Antena HCFA4_ OPT900.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 848,36MHz.

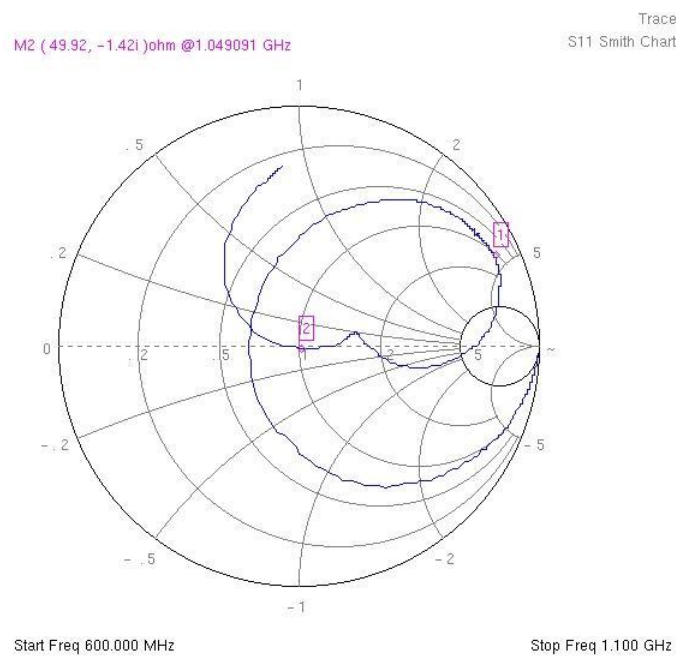
Antena DEF1B

Medidas sobre DEF1B para $f = 0,9$ GHz. (Sin material absorbente)



Antena DEF1B.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 1,049 GHz.



Antena DEF1B.

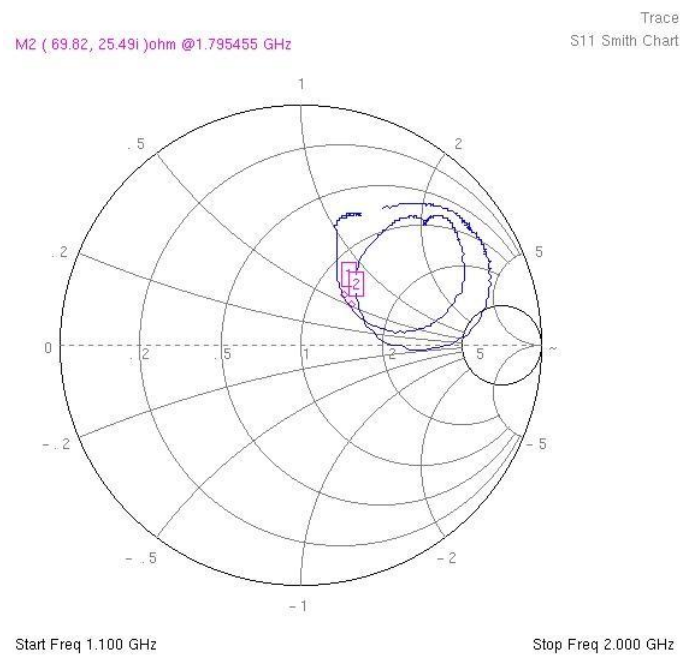
Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 1,049 GHz.

Medidas sobre DEF1B para $f = 1,8$ GHz. (Sin material absorbente)



Antena DEF1B.

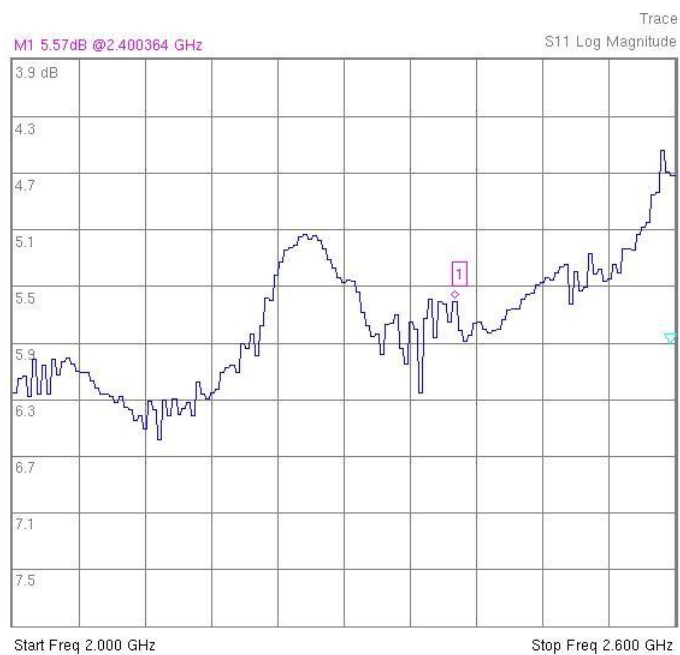
Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 1,8 GHz. Marker 2: 1,795 GHz.



Antena DEF1B.

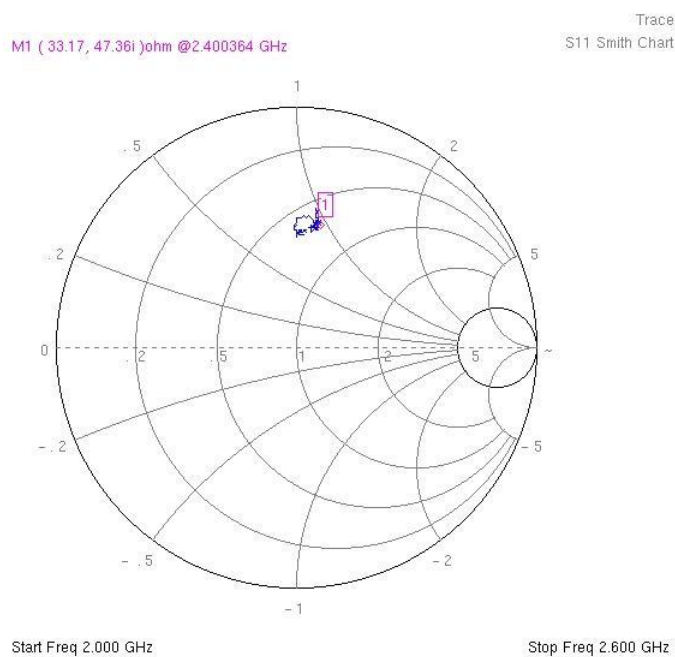
Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 1,8 GHz. Marker 2: 1,795 GHz.

Medidas sobre DEF1B para $f = 2,4$ GHz. (Sin material absorbente)



Antena DEF1B.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 2,4 GHz.

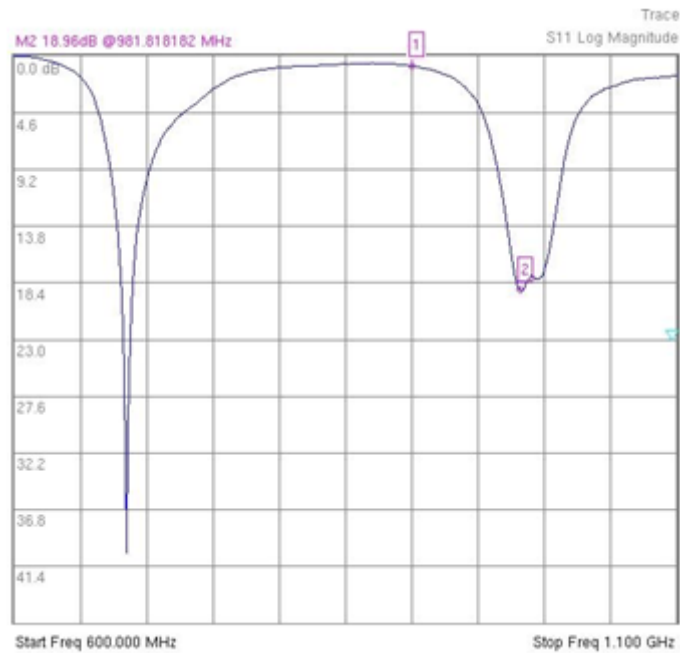


Antena DEF1B.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 2,4 GHz.

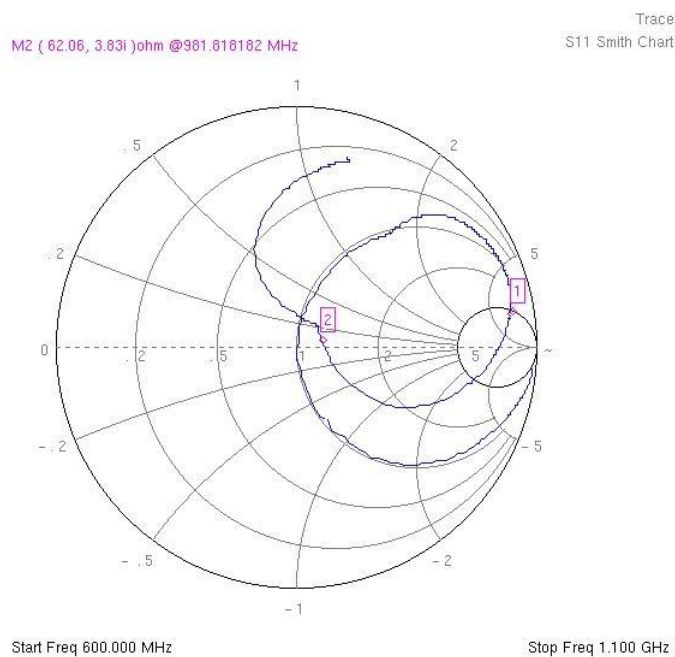
Antena DEF1C

Medidas sobre DEF1C para $f = 0,9$ GHz. (Sin material absorbente)



Antena DEF1C.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 981,81 MHz.



Antena DEF1C.

Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 MHz. Marker 2: 981,81 MHz.

Medidas sobre DEF1C para $f = 1,8$ GHz. (Sin material absorbente)



Antena DEF1C.

Medida del módulo de ρ (dB). Marker 1: 1,8 GHz. Marker 2: 1,83 GHz.

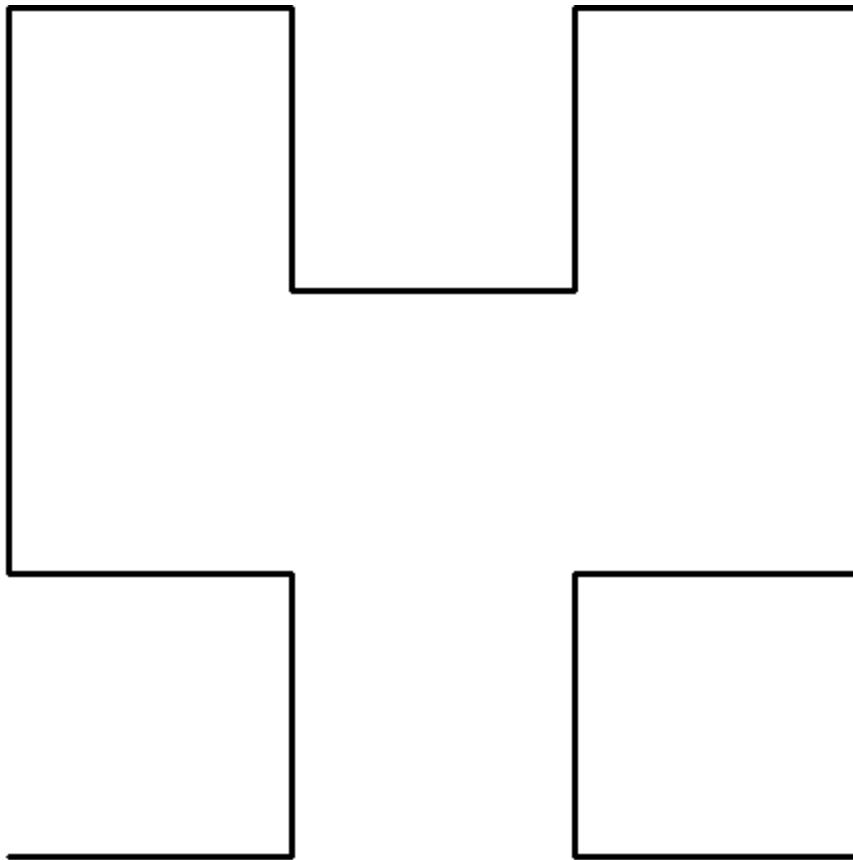


Antena DEF1C.

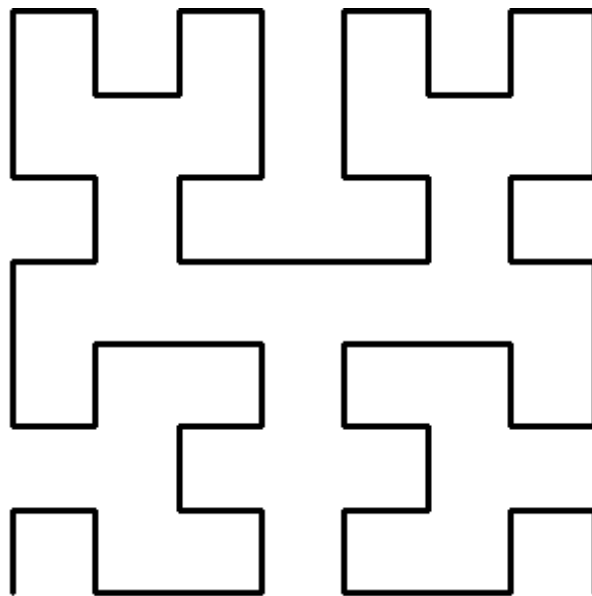
Medida de la impedancia en carta de Smith. Marker 1: 900 1,8 GHz. Marker 2: 1,83 GHz

ANEXO VI. FOTOLITOS

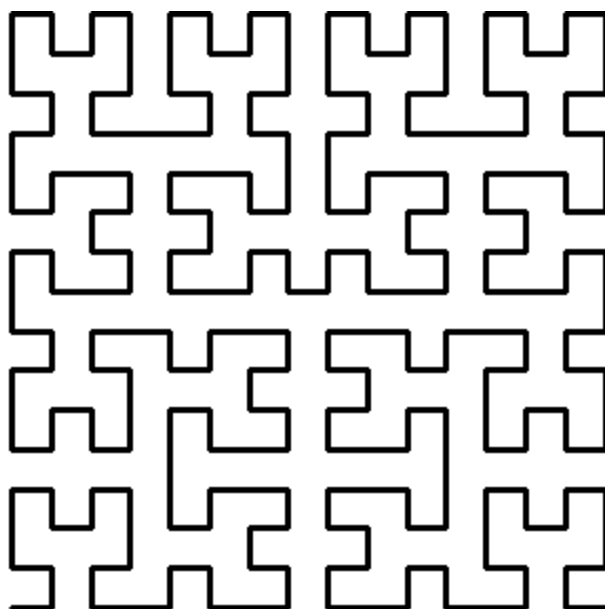
Antena HCFA2_OPT900



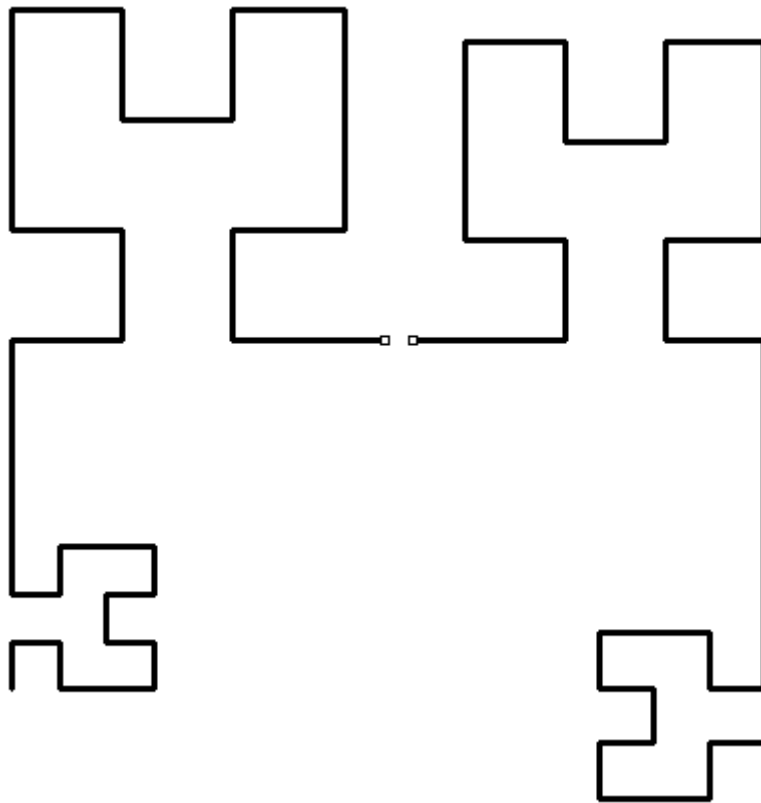
Antena HCFA3_OPT900



Antena HCFA4_OPT900



Antena DEF1B



Antena DEF1C

